

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 3 年 7 月 8 日

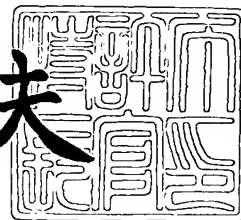
出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 1 9 3 9 0 6
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 1 9 3 9 0 6]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

2 0 0 3 年 9 月 1 7 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 7 6 4 5 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH150156

【提出日】 平成15年 7月 8日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03M

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 藤井 啓正

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 阿部 哲士

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 富里 繁

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 須田 博人

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ ティ・ ティ・ ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100066153

【弁理士】

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【選任した代理人】

【識別番号】 100114133

【弁理士】

【氏名又は名称】 横田 芳信

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-283617

【出願日】 平成14年 9月27日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0205124

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 適応等化装置及びそのプログラム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号と、チャネル推定値と、事前情報系列とを入力とし、上記受信信号中の干渉波成分の除去を行う干渉除去手段と、

上記干渉が除去された受信信号を入力とし、干渉抑圧及び、マルチパス成分の合成を行うフィルタ部と、

受信信号に対する繰り返し処理状態に基づく情報を入力とし、干渉除去度を推定する干渉除去度推定部と、

少なくとも繰り返し処理開始信号を入力とし、上記フィルタ部のフィルタ係数を一定とする区間ごとにフィルタ係数を更新する更新タイミング信号を発生する更新タイミング発生手段と、

干渉除去度とチャネル推定値と上記更新タイミング信号を入力とし、上記更新タイミング信号ごとに上記フィルタ部のフィルタ係数を算出するフィルタ係数算出手段と

を具備することを特徴とする適応等化装置。

【請求項 2】 前回の繰り返し処理により得られた上記受信信号中の検出する信号を変数とする関数値を演算する手段を備え、

上記干渉除去手段は上記関数値も入力とし、受信信号中の上記検出する信号の成分を増加させる処理も行う手段であり、

上記フィルタ係数算出手段は上記関数値も入力としてフィルタ係数を算出する手段であることを特徴とする請求項 1 記載の適応等化装置。

【請求項 3】 上記干渉除去度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として、繰り返し処理回数が入力され、その繰り返し処理回数が高い程、大きな干渉除去度を生成する手段であることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の適応等化装置。

【請求項 4】 上記干渉度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として事前情報が入力され、上記更新タイミング信号ごとに前回の更新タイミング信号から現在までの事前情報を変数とする関数値を干渉除去度として出力する手

段であることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の適応等化装置。

【請求項 5】 上記干渉除去度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として、繰り返し処理回数も入力され、上記更新タイミング信号ごとに上記事前情報の関数値と上記繰り返し処理回数とに基づき、上記事前情報の関数値が大きい程大きく、かつ上記繰り返し処理回数が多い程、大きい干渉除去度を生成する手段であることを特徴とする請求項 4 に記載の適応等化装置。

【請求項 6】 上記干渉除去度推定手段は、1 情報ビット当たりの受信エネルギー、受信電力、送、受信アンテナ数、マルチパス数又は符号化率、あるいはこれらの組み合わせも入力され、その入力も干渉除去度の推定に用いることを特徴とする請求項 2 乃至 5 の何れかに記載の適応等化装置。

【請求項 7】 上記更新タイミング発生手段は、上記チャネル推定値も入力とし、前回フィルタ係数算出直後のチャネル推定値と現在のチャネル推定値との差が 2 乗和が所定以上になるごとに上記更新タイミング信号を出力する手段であることを特徴とする請求項 1, 2, 又は 4 乃至 6 の何れかに記載の適応等化装置。

【請求項 8】 1 以上の整数 N 個の送信機からの信号を受信し、 N 個の送信機が送信する各信号系列についてターボ等化を行う適応等化装置であって、

各信号系列の上記フィルタ部の出力を入力とし外部情報値の算出を行う N 個の外部情報値生成部と、

N 個の外部情報値生成部からの上記外部情報値を入力とし、送信機の符号器で付加された誤り訂正に関する冗長度を用いて、軟入力軟出力復号を行い、復号ビットを暫定或いは最終受信信号として出力し、かつ上記各ビットの外部情報値或いは対数尤度比を上記事前情報系列として出力する N 個の軟入力軟出力復号器とを備え、

上記事前情報値を逐次更新しながら等化処理と復号処理を繰り返し行うことを特徴とする請求項 1 乃至 7 の何れかに記載の適応等化装置。

【請求項 9】 上記干渉除去度推定部は上記各信号系列ごとに設けられ、対応する上記軟入力軟出力復号器からの誤り検出処理結果を示す誤り検出結果情報も入力され、

入力された誤り検出結果情報が誤り有りであれば上記繰り返し処理状態に基づ

く情報より推定された干渉除去度を出力し、誤り無しであれば定数を干渉除去度として出力する手段であることを特徴とする請求項 8 記載の適応等化装置。

【請求項 10】 請求項 1～9 の何れかに記載した適応等化装置としてコンピュータを機能させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は例えばターボ受信機のように、等化及び復号を繰り返し行う受信機に適用され、事前情報を用いて干渉のキャンセルを行い、続くフィルタにおいて、更なる干渉抑圧及び、マルチパス成分の合成をするフィルタ処理を行う適応等化装置及びそのプログラムに関する。

【0002】

【従来の技術】

移動体通信事業の課題は限られた周波数上でいかに高品質で多数のユーザ（移動機）を収容できるかということにある。このような課題を解決する手段として、多入力多出力（Multi-Input Multi-Output: MIMO）システムがある。このシステム構成は図 1 に示されているように複数の送信機 $S_1 \sim S_N$ から同時刻、同周波数上で情報ビット $b_1(k) \sim b_N(k)$ から生成されたシンボルを送信し、これらの送信信号を、複数のアンテナ #1～#M を備える MIMO 受信機で受信し、MIMO 受信機は受信信号を処理し、各送信機 $S_1 \sim S_N$ の送信シンボルを構成する情報ビット $b_1(k) \sim b_N(k)$ を推定して $\hat{b}_1(k) \sim \hat{b}_N(k)$ として出力端子 $Out_1 \sim Out_N$ に別々に出力する。

【0003】

現在までのところ MIMO システムにおける MIMO 受信機の具体的な構成法に関する検討は十分に行われていない。MIMO システムにおける MIMO 受信機の構成を MLSE（最尤推定）規範に基づいて行う場合は、送信機の数 N 、各送信機の送信電波が MIMO 受信機に到達するマルチパスの数を Q とすれば、MIMO 受信機の計算量は $2^{(Q-1)N}$ に比例して増加するため、送信機数 N 、マルチパス数 Q の増加に伴いその計算量は莫大なものとなる。またシングルユーザの

情報を複数の並列信号として送信されたものを受信する場合に、各並列信号を分離するにはマルチパス数の増加に伴い多くの計算量を必要とする。この点からすれば、この発明は複数系列信号のターボ受信装置に適用すると特に効果が著しいが、シングルユーザ（送信機 1 台）、つまり 1 系列送信信号に対するターボ受信機、その他のシステムの受信機に適用しても効果がある。従って、まず既存のシングルユーザターボ用受信機について説明する。

【0004】

シングルユーザ用ターボ受信機

この場合の送信機、受信機の構成例を図 2 に示す。送信機 10 では入力された情報ビット系列 $b(k)$ に対して誤り訂正符号化をチャネル符号化器 11 で行って符号化ビット系列 $c(k)$ を生成する。この系列 $c(k)$ をインタリーブ 12 でインタリーブ（並べ替え）して系列 $c'(k)$ を得、この系列 $c'(k)$ で搬送波信号を変調器 13 において変調して送信シンボル系列 $s(k)$ を得る。そして、この送信シンボル系列 $s(k)$ に対して、トレーニングシンボル系列生成器 14 からのトレーニングシンボル $s_{tr}(k)$ を多重化手段 15 において付加して送信する。一般には送信シンボル系列 $s(i)$ は無線周波数帯に変換されて送信される。

【0005】

この送信信号は伝送路（マルチパスの各チャネル）を通じて受信機 20 に受信される。受信機 20 では軟入力軟出力（SISO: Single-Input-Single-Output）等化器 21 により遅延波の等化が行われる。この等化器 21 の入力是一般に受信信号がベースバンドに変換され、そのベースバンドの受信信号が、前記送信シンボル系列のシンボル周波数の 1 倍以上の周波数でサンプリングされてデジタル信号に変換され、デジタル信号の受信信号として等化器 21 へ入力される。

【0006】

シングルユーザの場合図 1 で $N=1$ にあたり、各受信アンテナ # m ($m=1, 2, \dots, M$) における受信出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_m(q) \cdot s(k-q) + v_m(k)$$

と表すことができる。 m はアンテナインデックス、 k は離散時刻、 h はチャネル

値（伝送路インパルス応答：伝送路特性）、 $s(k-q+1)$ はユーザ（送信機 1）の送信シンボル、 $v_m(k)$ は受信機 20 の内部の熱雑音である。そして全てのアンテナ # 1 ~ # M からの出力を次式のベクトルとして表わし、更に

$$\begin{aligned} r(k) &= [r_1(k) r_2(k) \cdots r_M(k)]^T \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} H(q) \cdot S(k-q+1) + v(k) \end{aligned}$$

を定義する。ここで、

$$\begin{aligned} v(k) &= [v_1(k) v_2(k) \cdots v_M(k)]^T \\ H(q) &= [h_1(q) \cdots h_M(q)]^T \end{aligned}$$

である。また $[\]^T$ は転置ベクトル（又は行列）を表わす。次にマルチパス（チャンネル）の数 Q を考慮して以下のベクトル及び行列を定義する。以下、一般に $m = 1, \dots, M$ と $n = 1, \dots, N$ が下付き添字として付けられている記号はベクトル又は行列の要素を表わす。

$$\begin{aligned} y(k) &\equiv [r^T(k+Q-1) r^T(k+Q-2) \cdots r^T(k)]^T \\ &\equiv H \cdot b(k) + n(k) \end{aligned}$$

ここで、

【0007】

【数 1】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \cdots & H(Q-1) & & 0 \\ & \ddots & & \ddots & \\ 0 & & H(0) & \cdots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

【0008】

ただし、

$$\begin{aligned} S(k-q) &= [s(k+Q-1) s(k+Q-2) \cdots s(k-Q+1)]^T \\ n(k) &= [v^T(k+Q-1) v^T(k+Q-2) \cdots v^T(k)]^T \end{aligned}$$

である。

上で定義した $r(k)$ が等化器 21 に入力され、この SISO 等化器 21 は線形等化器であって、その等化出力として各符号化ビット $\{s(i)\}$ が +1 である確率と -1 である確率の対数尤度比 $\Lambda_1(LLR: \text{Log-Likelihood Ratio})$ が導

出される。

【0009】

【数2】

$$\begin{aligned}\Lambda_1[s(k)] &= \log \frac{\Pr[s(k) = +1 | y(k)]}{\Pr[s(k) = -1 | y(k)]} \\ &= \lambda_1[s(k)] + \lambda_2^p[s(k)]\end{aligned}$$

【0010】

である。ここで $\lambda_1[s(k)]$ は後続の復号器 24 に送られる外部情報、 $\lambda_2^p[s(k)]$ は等化器 21 に与えられる事前情報である。対数尤度比 $\Lambda_1[s(k)]$ は事前情報 $\lambda_2[s(k)]$ が減算器 22 で減算され、更にデインタリーバ 23 を介して SISO チャネル復号器 24 へ供給される。この復号器 24 は送信機の符号器 11 で付加された誤り訂正に関する冗長度を用いて、軟入力軟出力復号を行い復号ビットを暫定或いは最終受信信号として出力し、かつ各ビットごとの対数尤度比 Λ_2

【0011】

【数3】

$$\begin{aligned}\Lambda_2[s(i)] &= \log \frac{\Pr[s(i) = +1 | \lambda_1[s(i)], i = 0, \dots, B-1]}{\Pr[s(i) = -1 | \lambda_1[s(i)], i = 0, \dots, B-1]} \\ &= \lambda_2[s(i)] + \lambda_1^p[s(i)]\end{aligned}$$

B: フレーム長

【0012】

を算出する。ここで $\lambda_2[s(i)]$ は繰り返しの際に等化器 21 に $\lambda_2^p[s(k)]$ として与えられる外部情報であり、 $\lambda_1[s(k)]$ が減算器 25 に事前情報 $\lambda_1^p[s(i)]$ として与えられる。 $\Lambda_2[s(i)]$ は減算器 25 で $\lambda_1[s(i)]$ が減算され、減算器 25 の出力はインタリーバ 26 を介して等化器 21 及び減算器 22 へ事前情報 $\lambda_2[s(k)]$ として供給される。このようにして繰り返し等化、復号が行われて誤り率の向上が達成される。

【0013】

次に前段の等化器 21 の詳細として受信ベクトル $y(k)$ に施す線形フィルタ

特性の算定について述べる。等化器 21 の事前情報 $\lambda 2^p [s(k)]$ を用いて軟判定シンボル推定値

$$s'(k) = \tanh [\lambda 2^p [s(k)] / 2]$$

を算出する。そして、この推定値とチャネル行列 H を用いて干渉成分、つまり干渉成分のレプリカ $H \cdot S'(k)$ を生成し、これを受信信号から引き算する。つまり

$$\begin{aligned} y'(k) &\equiv y(k) - H \cdot S'(k) \\ &= H \cdot (S(k) - S'(k)) + n(k) \end{aligned}$$

ここで、

$$S'(k) = [s'(k+Q-1) \cdots 0 \cdots s'(k-Q+1)]^T$$

を計算する。干渉成分のレプリカ $H \cdot S'(k)$ は正確なレプリカに必ずしもなっていないから、この処理により干渉成分を完全に除去できない。そこで干渉成分の残りを消す最適な線形フィルタ係数 $w_{\text{opt}}(k)$ を以下の MMSE (最小平均 2 乗誤差) 規範で求める。

【0014】

$$w_{\text{opt}}(k) = \arg \min \| w^H(k) \cdot y'(k) - s(k) \|^2$$

H は共役転置を表わし、 $\| \quad \|$ はノルムを表わす。

上式を最小とする $w(k)$ を求める。

以下の $w(k)$ の導出は例えば非特許文献 1 に記載されている。この手法の主な達成事項として計算量の大幅削減がある。従来の MLSE 型ターボの計算量は 2^{Q-1} のオーダーに比例していたのに対し、この手法は Q^3 のオーダーで抑えられている。なお $w^H(k) \cdot y'(k)$ は等化器 21 の出力であって、これから $\lambda_1 [s(k)]$ が計算されてデインタリーバ 23 を介して復号器 24 へ供給され、復号演算が行われる。

【0015】

シングルユーザのターボ受信において、繰り返し 2 回目以降の MMSE フィルタ係数計算時において軟判定シンボル推定値 $s'_n(k)$ を 1 と近似する方法が提案されている (例えば非特許文献 2 参照)。

次にシングルユーザのターボ受信方法をマルチユーザに発展させた特許文献 1

に示すターボ受信方法について説明する。この多入力多出力ターボ受信法に対する送信側の 1 ユーザ（送信機） n ($n = 1, \dots, N$) の構成は例えば図 2 中の送信機と同様なものであり、よってユーザ n の各系列に対する処理であることを示すために、同図中に対応する系列の記号に添字 n を付けて括弧書きで示す。

【0016】

1 つの送信アンテナから 1 つの受信アンテナに電波が到達するマルチパス数を Q とすると、ユーザ（送信機） S_n から送信され、 m 番目 ($m = 1, \dots, M$) のアンテナ # m で受信される信号は、送信機 S_n からの送信信号に遅延プロファイル（伝送路特性） $h_{mn}(q)$ を畳み込んだ信号であり、 m 番目のアンテナ # m で受信される信号 $r_m(t)$ は全ての送信機 $S_1 \sim S_N$ からの受信信号を足し合わせ、これに雑音を加えた信号となる。よって、受信信号 $r_m(t)$ は次のように表される。

【0017】

$$r_m(t) = \sum_{n=1}^N (h_{mn}(q)^* s_{t,n}(t)) + n_m(t) \quad (1)$$

ここで、 $n_m(t)$ は m 番目のアンテナ # m で受信した信号に対する加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。

この明細書では、チャネル状態（伝送路特性）の表記法に関して、便宜上次のように定義する。

$$\begin{aligned} r(k) &= [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T \\ &= \sum_{q=1}^Q H(q) S(k-q) + n(k) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 k は離散的時刻、 $[\]^T$ は転置行列又はベクトルを表わし、 $H(q)$ 、 $S(k)$ 、 $n(k)$ は以下の通りである。

【0018】

【数 4】

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & h_{12}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ h_{21}(q) & h_{22}(q) & \dots & h_{2N}(q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & h_{M2}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix} \quad (3)$$

【0019】

$$S(k) = [s_1(k) s_2(k) \cdots s_N(k)]^T \quad (4)$$

$$n(k) = [n_1(k) n_2(k) \cdots n_M(k)]^T \quad (5)$$

である。

図3に多入力多出力ターボ受信機の機能構成を示す。各アンテナ#1～#Mからの受信信号は例えばシンボル周期でサンプリングされたベースバンドのデジタル信号としてMIMO時空ターボ等化器に入力される。MIMO時空ターボ等化器はMIMO等化器21と各信号系列（ユーザ）用復号部22₁～22_Nで構成され、同一受信信号に対し、等化と復号を繰り返し行うことでビット誤り率を低減させる。MIMO等化器21においては、前回の繰り返し等化復号時の軟入力軟出力（Soft-Input Soft-Output：SISO）復号器23_nからフィードバック（帰還）される各送信シンボルの第2外部情報値（第2事前情報系列） $\lambda_2(s_n(k))$ を用いて生成した受信信号レプリカ及びMMSE（最小平均2乗誤差）フィルタ処理を用いてユーザ間干渉（Multiple Access Interference：MAI）と符号間干渉（Inter-Symbol Interference：ISI）を除去し、各シンボルの第1外部情報値（第1事前情報系列） $\lambda_1(s_n(k))$ を求める。ただし、各フレームの1回目のMIMO等化処理においては、前回の繰り返しにおいて求められる第2外部情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ を利用することができないため、MMSEフィルタによる等化処理のみを行う。信号系列n用復号部（ユーザ毎のSISO復号部）22_nでは、MIMO等化器21により求められた第1外部情報値 $\lambda_1(s_n(k))$ を用い、SISO復号を行う。このSISO復号時に求められた各シンボル $s_n(k)$ に対する第2外部情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ は、MIMO等化器21にフィードバックされる。

【0020】

図4にMIMO等化器21の構成を示す。MIMO等化器はチャネル推定部24と、各信号系列に対する等化手段25₁～25_Nから構成され、各信号系列用等化手段25_nは適応等化部27_nと外部情報生成手段28_nから構成されている。チャネル推定部24は受信信号とトレーニングシンボル生成手段29からのトレーニングシンボルとによりチャネル状態（送信路特性）を推定する。

適応等化部 27_n の構成を図 5 に示す。適応等化部 27_n は干渉除去手段 31_n とフィルタ部 32_n とフィルタ係数算出部 33_n から構成されている。また、図 6 に干渉除去手段 31_n の構成例を示す。初めに図 6 に示す干渉除去手段 31_n では、レプリカ生成器 34_n により第 2 事前情報系列 $\lambda_2(s_1(k))$, ..., $\lambda_2(s_N(k))$ (ただし $\lambda_2(s_n(k))$ を除く) と推定されたチャネル状態 (チャネル推定値) とにより受信信号中の干渉 (MAI, ISI) 成分の受信信号 (干渉信号) レプリカが生成され、この干渉信号レプリカが減算部 35_n で受信信号から差し引かれる。各ユーザの信号 $s_n(k)$ の送信信号の推定値 (軟判定シンボル推定値) $s'_n(k)$ は第 2 事前情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ から

$$s'_n(k) = \tanh(\lambda_2(s_n(k))/2) \quad (6)$$

を計算して求める。軟判定シンボル推定値 $s'_n(k)$ はその信頼度に応じた大きさをもつ送信信号レプリカである。ここで、送信機 S_n の送信信号の時点 k における干渉成分となる信号の推定値 $u_{e,n}(k)$ は下記の通りである。

【0021】

$$u_{e,n}(k) = [u_n(k + (Q-1)) u_n(k + (Q-2)) \cdots u_n(k+1) u_{cn}(k) u_n(k-1) \cdots u_n(k - (Q-1))]^T \quad (7)$$

$$u_n(k) = [s'_1(k) s'_2(k) \cdots s'_N(k)] \quad (8)$$

$$u_{cn}(k) = [s'_1(k) s'_2(k) \cdots s'_{n-1}(k) \quad 0 \quad s'_{n+1}(k) \cdots s'_N(k)] \quad (9)$$

この干渉成分 $u_{e,n}(k)$ に対する受信信号レプリカ $H u_{e,n}(k)$ を生成し、これを受信信号 $r_e(k)$ からキャンセルすることにより、検出を行うシンボルである送信機 S_n の時点 k の送信シンボル $s_n(k)$ に対する受信信号の推定値 $r'_{s,n}(k)$ が求められる。つまり次式により $r'_{s,n}(k)$ が求まる。

【0022】

$$r'_{s,n}(k) = r_e(k) - H u_{e,n}(k) \quad (10)$$

ここで

$$r_e(k) = [r(k+Q-1) \ r(k+Q-2) \ \cdots \ r(k)]^T \quad (11)$$

【0023】

【数 5】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & H(1) & \cdots & H(Q-1) & & 0 \\ & H(0) & H(1) & \cdots & H(Q-1) & \\ & & \ddots & & \ddots & \\ 0 & & & H(0) & H(1) & \cdots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

【0024】

である。但し、この $r'_{s,n}(k)$ には、前繰り返し時のビットの判定誤りや軟出力値に含まれる誤差によりキャンセルされなかった干渉成分は依然として含まれている。

次に、干渉成分の受信信号レプリカを受信信号からキャンセル後に残留する干渉の除去及び、マルチパスの合成をMMSEフィルタ部32_nにより行う。MMSEフィルタ部32_nは、初期の繰り返しでは干渉レプリカの減算後に残された干渉成分が多いため、これらの干渉を除去するフィルタとして動作し、繰り返し回数が増えるに従いマルチパスを最大比合成するように動作する。MMSEフィルタ部32_nの出力を $z_n(k)$ とすると、

$$z_n(k) = w_n^H(k) r'_{s,n}(k) \quad (13)$$

となる。 H は共役転置行列を表わし、 $w_n(k)$ はMMSEフィルタ部32_nの係数ベクトルで、フィルタ係数算出部33_nにおいて以下のように決定される。

【0025】

$$w_n(k) = [H \Lambda_n(k) H^H + \sigma^2 I]^{-1} h_n \quad (14)$$

ここで、 h_n は

$$\begin{aligned} h_n = & [h_{1n}(Q-1) \ h_{2n}(Q-1) \ \cdots \ h_{Mn}(Q-1) \\ & h_{1n}(Q-2) \ h_{2n}(Q-2) \ \cdots \ h_{Mn}(Q-2) \\ & \cdots \\ & h_{1n}(0) \ h_{2n}(0) \ \cdots \ h_{Mn}(0)]^T \end{aligned} \quad (15)$$

であり、 $\Lambda_n(k)$ は $D(k)$ 、 $D_c(k)$ を

$$D(k) = (1 - s'^2_1(k) \ 1 - s'^2_2(k) \ \cdots \ 1 - s'^2_N(k)) \quad (16)$$

$$D_{cn}(k) = (1 - s'_{1^2}(k) \cdots 1 - s'_{n-1^2}(k) \cdots 1 - s'_{n+1^2}(k) \cdots 1 - s'_{N^2}(k)) \quad (17)$$

とすると、

$$\Lambda_n(k) = \text{diag} [D(k + (Q-1)) D(k + (Q-2)) \cdots D(k + 1) D_{cn}(k) D(k-1) \cdots D(k - (Q-1))] \quad (18)$$

と表される。 σ^2 は受信機の内部雑音電力（各成分の共分散）、 I は単位行列であり、 diag は対角行列（対角線の要素以外の要素はゼロ）を表わす。

【0026】

この従来の技術により、複数のユーザ送信機から、同時に同一周波数で送信されたシンボルを、複数のアンテナにより受信してユーザごとに分離することができる。

CDMA (Code Division Multiple Access) 方式の移動通信システムにおいて、複数のユーザよりの信号についての干渉除去処理として、誤り訂正復号後の信号を仮判定し、その仮定データを用いてレプリカを生成し、その際、前記仮判定値が誤っている場合に誤ったレプリカが生成されることに基づき、多数の誤りが生じるのを防止した干渉キャンセラ装置が例えば特許文献2で提案されている。以下この技術について説明する。

【0027】

図7中の第1ステージ301における各干渉除去（ICU）部311～313において図8に示す処理が行われる。まず、RAKE受信部401では、自ユーザ信号に対してRAKE受信が行われる。すなわち、パスごとに、自ユーザ信号が逆拡散部404で逆拡散され、この逆拡散信号がチャネル推定部405および乗算部406へ出力される。チャネル推定部405で得られたチャネル推定値と逆拡散信号が乗算部406で乗算される。これら各パスの乗算結果はすべて加算部407で加算され、この加算の結果であるRAKE受信の結果は、送信データ判定部402内のFEC復号部408およびFEC復号前硬判定部411へ出力される。

【0028】

FEC復号前硬判定部411では、RAKE受信の結果から直接硬判定が行わ

れ、FEC復号部408では、RAKE受信の結果からFEC (Forward Error Correction) 復号が行われる。このFEC復号後の信号は、硬判定部409で硬判定された後、FEC符号化部410および誤り検出部421へ出力される。FEC符号化部410では、硬判定信号のFEC符号化が行われ、このFEC符号化された硬判定値が、スイッチ部423および第2ステージ302の対応するICU部321～323へ出力される。

【0029】

誤り検出部421では、たとえば、CRC (Cyclic Redundancy Check) によって誤り検出が行われ、その検出結果がスイッチ制御部422および第2ステージ302の対応するICU部321～323へ出力される。

スイッチ制御部422は、CRC結果によりスイッチ423を制御する。CRC結果がNG (誤り有り) の場合、FEC復号前硬判定部411の出力であるFEC復号前の硬判定値がレプリカ生成部403内の各パスの乗算部414へ出力されるようにする。レプリカ生成部403における各パスの乗算部414では、FEC復号前の硬判定値と、RAKE受信部401からの対応するパスのチャネル推定値とが乗算され、この結果が、再拡散部415で、送信側と同様に拡散処理され、これら各パスの拡散信号は、加算部416で加算され、レプリカとして、各ICU部311～313から出力された後、図7中の第1ステージにおける加算部315～317を経て、第2ステージ302へ送られる。

【0030】

CRC結果がOK (誤り無し) の場合、スイッチ制御部422は、FEC符号化部410よりのFEC符号化後の硬判定信号 (硬判定値) がレプリカ生成部403内の各パスの乗算部414へ出力されるようにする。

各ICU部311, 312, 313よりの各ユーザ受信信号のレプリカは遅延部310を通じた受信信号から減算部314で減算され、その減算された受信信号に対し、加算部315, 316, 317でそれぞれICU部311, 312, 313からレプリカが加算される。従って例えば加算部315の出力は、対応するユーザ受信信号に対する他のユーザ受信信号 (干渉信号) が受信信号からキャンセルされた信号とする。同様にして加算部316, 317からそれぞれ他ユー

ザの干渉信号が除去された対応するユーザ受信信号が出力されることになる。

【0 0 3 1】

図 7 中の第 2 ステージ 3 0 2 における各 I C U 部 3 2 1 ~ 3 2 3 においては、図 9 に図 8 と対応する部分に同一参照番号を付けて示すように R A K E 受信部 4 0 1 および送信データ判定部 4 0 2 における処理は、第 1 ステージ 3 0 1 の場合と同様である。誤り検出部 4 2 1 a へは、自ステージ（第 2 ステージ 3 0 2）における硬判定部 4 0 9 からの硬判定信号に加えて、前ステージ（第 1 ステージ 3 0 1）からの C R C 結果が入力され、また、スイッチ部 4 2 3 a へは、自ステージにおける F E C 復号前の硬判定値および F E C 符号化後の硬判定値に加えて、前ステージからの硬判定値が入力される。誤り検出部 4 2 1 a における自ステージの誤り検出結果（C R C 結果）、および、F E C 符号化部 4 1 0 からの硬判定値は、次ステージ（第 3 ステージ 3 0 3）の対応する I C U 部 3 3 1 ~ 3 3 3 へ出力される。スイッチ制御部 4 2 2 a は、下記の条件に従って、レプリカ生成部 4 0 3 へ出力する信号を選択する。第 1 に、前ステージからの C R C 結果が O K（誤り無し）であれば前ステージの硬判定値を選択してレプリカ生成部 4 0 3 へ出力し、第 2 に、前ステージからの C R C 結果が N G（誤り有り）であり、かつ、自ステージにおける硬判定信号の C R C 結果が O K であれば、F E C 符号化部 4 1 0 からの硬判定値を選択してレプリカ生成部 4 0 3 へ出力し、第 3 に、前ステージからの C R C 結果が N G であり、かつ、自ステージにおける硬判定信号の C R C 結果も N G であれば、F E C 復号前硬判定部 4 1 1 からの硬判定値を選択してレプリカ生成部 4 0 3 へ出力する。

【0 0 3 2】

従って第 2 ステージ 3 0 2 から各ユーザ受信信号はそれぞれ他ユーザ受信信号（干渉信号）がキャンセルされて出力される。第 3 ステージ 3 0 3 においても、上述した第 2 ステージ 3 0 2 と同様の処理が行われる。図 7 中の第 4 ステージ 3 0 4 における各 I C U 部 3 4 1 ~ 3 4 3 の動作について、図 1 0 を用いて説明する。R A K E 受信部 4 0 1 における処理は、第 1 ステージ 3 0 1 の場合と同様である。R A K E 受信部 4 0 1 の出力は、送信データ判定部 4 0 2 a 内の F E C 復号部 4 0 8 で F E C 復号が行われ、この F E C 復号後の信号は、硬判定部 4 0 9

で硬判定される。スイッチ制御部 422b は、前ステージからの CRC 結果が OK（誤り無し）の場合、前ステージの硬判定値を復調信号として出力し、前ステージからの CRC 結果が NG（誤り有り）の場合、自ステージにおける硬判定部 409 からの硬判定信号を復調信号として出力するようにする。

【0033】

このように、前ステージからの CRC 結果が OK（誤り無し）の場合は、誤りのない前ステージの硬判定値を用いてレプリカを生成するため、確実に精度の高いレプリカを生成することができる。しかも、この場合、自ステージにおいて FEC 復号、硬判定、および FEC 符号化の一連の処理が不要になるため、演算量を削減することができ、前ステージからの CRC 結果が NG（誤り有り）であり、かつ、自ステージにおける CRC 結果が OK である場合は、誤りのない自ステージの硬判定値を用いてレプリカを生成するため、確実に精度の高いレプリカを生成することができ、前ステージからの CRC 結果が NG であり、かつ、自ステージにおける CRC 結果も NG である場合は、誤った信号を使用せず、自ステージにおける FEC 復号前の信号を硬判定して得られた信号を用いてレプリカを生成するため、誤った信号を用いて誤ったレプリカを生成することがなくなり、レプリカの精度を向上することができる。

【0034】

なお図 8、図 9 中の FEC 復号前硬判定部 411 を使用する替りに RAKE 受信の結果を直接軟判定してもよい。

【0035】

【特許文献 1】

ヨーロッパ特許公開第 EP 1233565 A2 号公報（2002 年 8 月 21 日発行）

【0036】

【特許文献 2】

特開 2002-33685 号公報

【0037】

【非特許文献 1】

デアリル レーノルドス (Daryl Reynolds) , 外 1 名 “ローコンプレキシテ
イ ターボイコライゼーション フォー ダイバーシチイ チャネルズ (Low Comp
lexity Turbo-Equalization for Diversity Channels” インターネット<URL:ht
t://ee.tamu.edu/reynolds/>

【0038】

【非特許文献 2】

エッチ. オーモリ他著「ア マッチド フィルタ アプロキシメーション フ
ォー エスシー／エムエムエスイー インタラティブ イコライザーズ」アイ
イーイーイー トランス. コム. レターズ. 2001 年、5 巻、7 号、pp. 310-
312 (H. Ohmori, T. Asai, T. Matsumoto, “A Matched filter approximation for SC
/MMSE Iterative Equalizers,” IEEE Trans. Commun. Letters, vol.5, no 7, pp.
310-312, 2001)。

【0039】

【発明が解決しようとする課題】

この発明の目的はMMSE フィルタ係数の計算を少なくし、かつ、ビット誤り
率の劣化が少ない適応等化装置及びそのプログラムを提供することにある。

【0040】

【課題を解決するための手段】

この発明によれば繰り返し処理状態に基づく情報により干渉除去度を推定し、
フィルタ係数を一定とする区間ごとにフィルタ係数更新タイミング信号を発生し
、フィルタ係数更新タイミングごとに、干渉除去度とチャネル推定値とを用いて
フィルタ係数を算出してフィルタ係数を更新する。

以下にこの発明をするに至った過程を説明する。

【0041】

MMSE フィルタ係数の更新は、受信信号の繰り返し処理の 1 回目においては
、第 2 外部情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ が得られていないから、フレームの先頭で一度行
えばよいが、繰り返し処理の 2 回目以降では、第 2 外部情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ の値
が一般に各シンボルごとに異なるから、各シンボルごとにフィルタ係数を更新す
る必要がある。

なおシンボル $s_1(k)$ に対する第 1 外部情報値 $\lambda_1(s_1(k))$ は図 4 中の破線枠で示す外部情報値生成部 28₁ で次の演算により求める。

【0042】

$$\lambda_1(s_1(k)) = 4 R(z_n(k)) / (1 - \mu_n(k)) \quad (19)$$

ここで、 $R(z_n(k))$ は $z_n(k)$ の実数部を表わし、 $\mu_n(k)$ は、

$$\mu_n(k) = h_n^H [H \Lambda_n(k) H^H + \sigma^2 I]^{-1} h_n \quad (20)$$

である。

MMS E フィルタ係数は式 (14) ~ (18) により求めるため計算量が多い。そこで図 3 ~ 図 6 を参照して説明した従来の適応等化装置に前記非特許文献 2 に示す近似法を適用することを考える。図 11 に、この近似を行う場合に考えられるフィルタ係数算出部 33_n の構成を示す。ここで繰り返し 1 回目においては、前記と同様に MMS E フィルタ係数の算出を第 1 フィルタ係数算出部 37_n で行う。ただし、繰り返し 1 回目においては、信号系列 n 用復号部 22_n からの第 2 事前情報 $\lambda_2(s_n(k))$ のフィードバックが存在しないことから、全ての k において軟判定シンボル推定値（以後軟判定値という） $s'_n(k) = 0$ であるため、MMS E フィルタ係数はシンボルごとに計算する必要はなく、フレーム内共通とすることができる。また、繰り返し 2 回目以降の等化処理においては、このとき、前記近似により $s'_n(k) = 1$ とするため、 $\Lambda_n(k) = 1$ となる。よってフィルタ係数 $w_n(k)$ は定数 Const. とチャネル推定値 h_n （式 (15)）との積である。

【0043】

$$w_n(k) = \text{Const.} \cdot h_n \quad (21)$$

となり、これが第 2 フィルタ係数算出部 38_n で計算される。つまり、この近似を用いた場合には、マルチパス成分を最大比合成し、スカラー値で重み付けすることになる。この近似によりフィルタ係数の計算が頗る簡単になる。以降、この近似を MRC 近似と呼ぶ。

上記 MIMO システムの等化処理において MMS E フィルタを用いる場合は、ISI, MAI シンボルの送信信号レプリカがシンボルごとに異なるため、シンボル毎に MMS E フィルタ係数の算出が必要になり、莫大な計算量が必要となる。

。この点を改善するために前記MRC近似の適用を考えた場合、MMSEフィルタ係数の算出はフレーム毎に1回で済むため大幅に計算量を削減できるが、MMSEフィルタを用いる場合に比べ干渉除去効果が少なくなり、BER（ビット誤り率）が大幅に劣化してしまう。

【0044】

MRC近似を用いた場合は2回目以降のMMSEフィルタ係数算出時において $s'_n(k) = 1$ としているが、この発明では受信信号における繰り返し処理状態に基づく情報から干渉除去度を求め、この干渉除去度を軟判定値 $s'_n(k)$ の代わりに用いてMMSEフィルタ係数を算出してMMSEフィルタに設定する。干渉除去度は干渉除去の程度が大きい程1に近い値とする。従って、繰り返し処理の1過程においては同一フィルタ係数を適応することで計算量を削減することができ、しかも干渉除去度は繰り返し処理が進み干渉が除去されるに従って1に近づくため、ビットエラーレート（BER）の劣化を少なく押さえることができる。

【0045】

この構成により、従来のMRC近似を適用した場合に比べ干渉除去効果を増加させることができる。これは、MRC近似を用いない場合において、 $s'_n(k) = 1$ であることは、SISO復号の結果の信頼性が非常に大きい事を意味するが、実際には $s'_n(k)$ には誤差が含まれており、例えば2回目或いは3回目のSISO復号後の結果にも比較的多くの誤りが存在するためであると考えられる。

【0046】

【発明の実施の形態】

[第1実施形態]

図12にこの発明における適応等化装置の要部を示す。この発明の適応等化装置は、干渉除去手段31_n と、フィルタ部32_n と、フィルタ係数算出部33_n と、干渉除去度推定部41_n と、更新タイミング発生部42を備え、その他の部分は従来と同様にすることができる。この発明では、干渉除去度 β を干渉除去度推定部41_n で算出し、この干渉除去度 β を用いてフィルタ係数をフィルタ係数算出部33_n で算出する。具体的には、式(16) (17)の $s'_n(k)$ を β と

することでフィルタ係数の算出を行う。演算量削減の観点から β は、フレーム内一定とすることがよい。このとき式 (16) (17) は、

$$D(k) = (1 - \beta^2 \quad 1 - \beta^2 \quad \dots \quad 1 - \beta^2) \quad (22)$$

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \quad \dots \quad 1 - \beta^2 \quad 1 \quad 1 - \beta^2 \quad \dots \quad 1 - \beta^2)$$

となる。ここで、干渉除去度 β は軟判定値 $s'_n(k)$ の性質から $i = 1$ では 0 であり、受信信号の繰り返し処理の回数（単に繰り返し回数ともいう）と共に増加し、繰り返し回数が十分であるならば、遅くとも最終の繰り返しまでには 1 となることが望ましい。このような条件を満たす干渉除去度 β は無限に考えることができるが、例えば繰り返し回数 i の関数とすることができる。図 13 に干渉除去度関数 $\beta(i)$ の例を示す。ここでは、 $\beta(i)$ を i の 1 次式、 $1/m$ 次式、 m 次式とした例をそれぞれ曲線 45a, 45b, 45c で示している。

【0047】

実用的には、 $\beta(i)$ を i の $1/m$ 次式に近いものとし、 $i = 1$ で $\beta = 0$ 、 $i = 2$ で β を 1 に近い値、例えば 0.8 程度に急に大とし、それ以降ゆるやかに 1 に漸近させ、例えば繰り返しごとに 0.05 程度増加させることが望ましい。また、最後の繰り返し以前に $\beta = 1$ とし、以降の繰り返しにおいては、 $\beta = 1$ とする。このため、例えば

$$\beta(i) = 0 \quad i = 1 \quad (23)$$

$$\beta(i) = 0.8 + 0.05 \times (i - 1) \quad 5 \geq i \geq 2$$

$$\beta(i) = 1 \quad i \geq 6$$

とすることができる。この i を変数とする 1 次式における定数 0.8 や係数 0.05 は適用方式などによって好ましい値が異なってくる。例えば OFDM（直交周波数分割）では定数は 0.9 程度がよい。

【0048】

干渉除去度推定部 41_n に繰り返し回数 i が入力され、干渉除去度 $\beta(i)$ が求められ、フィルタ係数算出部 33_n に更新タイミング発生部 42 から更新タイミング信号が入力されるごとに、その時の干渉除去度 $\beta(i)$ を用いて式 (14) (15) (18) (22) によりフィルタ係数が計算され、その計算されたフィルタ係数でフィルタ部 32_n のフィルタ係数が更新される。干渉除去度推定部

41_n は各ユーザ対応のフィルタ係数算出部 33_n に共通に設けられる。

【0049】

次の第2実施形態の説明から理解されるが、この第1実施形態では、フィルタ係数を一定とする区間の始め、この場合は、各繰り返し処理におけるデータシンボルに対する処理の前に、更新タイミング発生部 42 から更新タイミング信号を発生させ、干渉除去度 β (i) を求め、これを用いてフィルタ係数を計算して、フィルタ部 32_n に設定し、 β (i) = 1 になると、その時のフィルタ係数を、繰り返し処理の最終回 I_E まで用いることになる。

[第2実施形態]

第2実施形態の要部を図14に示す。第1実施形態においては、干渉除去度 β を繰り返し回数 i のみの関数としたが、この第2実施形態では、干渉除去度 β を第2事前情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ の関数としている。例えば、フィルタ係数を一定とする区間における軟判定値 $s'_n(k) = \tanh(\lambda_2(s_n(k))/2)$ の平均値を次式のように干渉除去度とする。

【0050】

$$\beta = (1/N) (1/N_{sy}) \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{N_{sy}} s'_n(k) \quad (24)$$

Nはユーザ数、N_{sy}はフィルタ係数を一定とする区間に含まれるシンボル数である。ここで、フィルタ係数を一定とする区間は、フィルタ係数更新タイミング信号より判断することもできる。つまり受信信号の1フレーム（バースト）区間は一般にトレーニングシンボル区間とこれに続くデータシンボル区間を備え、トレーニングシンボル区間においてチャネル推定を行い、そのチャネル推定値を用いて、データシンボル区間において等化处理、つまり干渉除去手段 31_n での干渉レプリカによるキャンセル及びフィルタ部 32_n でのフィルタ処理を行う場合は、その1回の処理では全データシンボル区間でフィルタ係数を一定とし、従って、その直前の繰り返し処理における全データシンボルについての軟判定値 $s'_n(k)$ と、データシンボル数 N_{sy} と、ユーザ数とを用いて、式(24)を演算し、得られた干渉除去度 β を用いて、フィルタ係数を式(22)などによりフィルタ係数算出部 33_n で算出し、今回の繰り返し処理におけるフィルタ部 32_n のフィルタ係数を設定する。従って、繰り返し処理ごとにその開始時にフィルタ係数

更新タイミング信号を出力し、各繰り返し処理に1回だけフィルタ係数を求める演算をすればよい。要するにフィルタ係数更新タイミングごとに、前回のフィルタ係数更新タイミングから現在までに得られた軟判定値の平均値を求めていることになる。

【0051】

データシンボルの処理中においても前回復号したデータシンボルを用いてチャネル推定を行う場合やデータシンボルの途中にもトレーニングシンボルが含まれている場合においては、1フレームの区間においてチャネル状態がある程度以上変化するとこれを検出して、フィルタ係数更新タイミング信号を出力する。例えば図14中に示すようにチャネル推定値Hは、更新タイミング発生部42においてシンボルタイミングごとに入力され記憶部42aに記憶されている前回のフィルタ係数算出直後のチャネル推定値Hと、その各対応する要素の差が差検出部42bでとられ、差検出部42bよりの検出された差の2乗和が2乗和計算部42cで求められ、この2乗和がしきい値設定部42dのしきい値と比較部42eで比較され、しきい値以上であれば、チャネル状態が変動したとして、更新タイミング信号が出力され、かつ記憶部42aの記憶内容がその時入力されたチャネル推定値に更新される。この更新タイミング信号に基づき、その新たなチャネル推定値Hを用いてフィルタ係数算出部33_nでフィルタ係数を算出して、フィルタ部32_nのフィルタ係数を更新する。

【0052】

このようにして、1フレーム区間内においてもフィルタ係数の更新が行われる場合は、各隣接するフィルタ係数更新タイミング間（フィルタ係数一定区間）で前回の処理で得られたその区間の全ての軟判定値 $s'_n(k)$ とその個数 N_{sy} とにより又は直前のフィルタ係数更新タイミングから現在までに得られた軟判定値 $s'_n(k)$ とその個数 N_{sy} とにより式(24)を計算して干渉除去度 β を推定し、その干渉除去度 β を用いてフィルタ係数を求め、これを用いてそのフィルタ係数一定区間における干渉除去された信号に対するフィルタ部32_nのフィルタ処理を行う。このようにしてフィルタ係数更新タイミング信号ごとにのみフィルタ係数の計算を行い、例えば数10～数100のデータシンボルについて同一のフィ

ルタ係数を使用し、それだけフィルタ係数の計算量を減少することができる。この場合も干渉除去度 β としては式 (24) で求めた値を変数とする関数値としてもよい。

【0053】

これら軟判定値 $s'_n(k)$ を用いて式 (24) を計算する場合、これと第1実施形態の考えを組合せ図14中に破線で示すように干渉除去度推定部41_nに処理繰り返し回数 i も入力して例えば i の関数 $\alpha(i)$ を式 (24) に乗算して干渉除去度 $\beta(i)$ としてもよい。この $\alpha(i)$ としては先の場合と同様に $i=1$ で $\alpha(i)=0$ とし、急に1に近い値とし、その後、ゆるやかに1に漸近し、1で飽和するようなものが好ましい。

【0054】

また式 (24) の演算結果をそのまま用いることなく、この演算結果を変数とする関数値を干渉除去度 β としてもよい。更に式 (24) による干渉除去度は全ユーザ（送信機送信）信号に対し共通に用いたが、復号対象ユーザ（送信機送信）信号ごとに異なる干渉除去度を用いてもよい。この場合は以下の式を用いる。

$$\beta_n = (1/N_{sy}) \sum_{k=1}^{N_{sy}} s'_n(k) \quad (24)'$$

$$D(k) = (1 - \beta_1^2 \quad 1 - \beta_2^2 \cdots 1 - \beta_N^2)$$

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta_1^2 \quad 1 - \beta_2^2 \cdots 1 - \beta_{n-1}^2 \quad 1 \quad 1 - \beta_{n+1}^2 \cdots 1 - \beta_N^2) \quad (25)$$

従って干渉除去度推定部41_nは復号対象ユーザ信号（信号系列 n ）ごとに設けられ、全信号系列1～ N についての干渉除去度 $\beta_1 \sim \beta_N$ が各フィルタ係数算出部33_nに入力されることになる。

【0055】

軟判定値 $s'_n(k)$ ではなく第2事前情報 $\lambda_2(s_n(k))$ を直接変数とする関数を干渉除去度としてもよい。更に干渉除去度としては β あるいは β_n 又はその何れかを変数とする関数値、要は第2事前情報 $\lambda_2(s_n(k))$ を変数とする関数とすればよい。

これらのことは以後の実施形態においても同様である。

更新タイミング発生部42は、先の説明から理解されるように、繰り返し処理

開始信号、チャネル推定値が入力され、繰り返し処理開始信号ごとに、又はこれとチャネル推定状態が所定値以上変化するごとに、つまりフィルタ係数を一定とする区間の始めに更新タイミング信号を発生するものである。

[第3実施形態]

第1実施形態の等化処理手法では、検出する信号（復号しようとする信号）に関する誤り訂正復号結果が反映されていないが、検出する信号に関する誤り訂正復号結果を反映させる手法が特許文献1に示されている。そこで、この第3実施形態では第1実施形態における適応等化装置の要部において検出する信号の受信信号レプリカの一部を受信信号に加算する。つまり式(9)中の検出する信号と対応する要素0を $-f(s'_n(k))$ として下記のように変更する。

【0056】

$$u_{cn}(k) = [s'_1(k+q)s'_2(k)\cdots s'_{n-1}(k) - f(s'_n(k))s'_{n+1}(k)\cdots s'_N(k)] \quad (26)$$

$f(s'_n(k))$ は $s'_n(k)$ を変数とする関数である。

図15に示すように、干渉除去手段31_nで、この式(26)と式(8)とにより式(7)に基づき干渉成分レプリカ $u_{e,n}(k)$ を求めて、これを受信信号からキャンセルしてフィルタ部32_nに供給すればよい。この場合は検出する信号を強調させるための処理であるから、これを明確に表わすと、図15中の検出信号強調手段43において、入力された第2事前情報系列に基づき関数演算部43aにより $f(s'_n(k))$ が演算され、この $f(s'_n(k))$ とチャネル推定値Hとから検出信号レプリカ生成手段43bで検出信号レプリカが生成される。つまり検出信号レプリカ生成手段43bでは式(8)の $u_n(k)$ の全ての要素を0とし、式(9)の $u_{cn}(k)$ 中の0の要素を $f(s'_n(k))$ とし、その他の要素を全て0として、式(7) $u_{e,n}(k)$ を作り、これとHとを畳み演算して検出信号レプリカを得る。この検出信号レプリカを受信信号に加算部43cで加算する。図では干渉除去手段31_nの出力に対して検出信号レプリカを加算したが、干渉除去手段31_nの入力受信信号に対して加算してもよい。なお、下記の式(27)から明らかなように、フィルタ係数計算部33_nには関数演算部43aの演算結果 $f(s'_n(k))$ も入力される。

【0057】

この検出する信号の強調変更に伴いMMSEフィルタ係数の算出における式(22)中の $D_{cn}(k)$ を以下のようにする。

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2 \quad 1 + 2f(s'_n(k))s'_n(k) + |f(s'_n(k))|^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2) \quad (27)$$

干渉除去度 β としては第1実施形態、第2実施形態で用いたものを用いればよい。

【0058】

$f(s'_n(k))$ は、 $s'_n(k)$ の符号が対応するシンボル硬判定結果と関係し、 $s'_n(k)$ の絶対値が大きい程、対応する硬判定シンボルの信頼性が大きいという性質から、以下の条件を満たす必要がある。

$s'_n(k) = 0$ 、つまり対応する硬判定シンボルの信頼性が0の場合は、関数 f の値も0、即ち、

$$f(0) = 0 \quad (28)$$

である。また $s'_n(k)$ の値が大きければ関数 f の値も大きな値となる。従って

$$d\{f(s'_n(k))\}/d\{s'_n(k)\} \geq 0 \quad (29)$$

である。このような関数としては例えば、

$$f(s'_n(k)) = \gamma \times s'_n(k) \quad (30)$$

とすればよい。この場合 $s'_n(k) = 1$ とするとMMSEフィルタ係数の算出時における式(27)は

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2 \quad 1 + 2\gamma + \gamma^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2)$$

となる。 γ を定数とすれば簡単に実現でき、 γ を大きくするとBER(ビット誤り率)が返って悪くなり、 $0 < \gamma < 0.6$ が好ましい。 γ を繰り返し処理の回数に応じて大きくしてもよい。

[第4実施形態]

この第4実施形態は、ユーザ n ($n = 1, \dots, N$) に対する信号系列 n 用等化手段25 $_n$ における復号ビット系列に誤りが検出されない場合は、ユーザ間干渉(MAI)、符号間干渉(ISI)も十分除去されたとみなして、干渉除去度 β

n を予め決めた定数とする。これにより干渉除去度 β (又は β_n) の推定精度を向上させる。

【0059】

図16にこの第4実施形態における信号系列1用復号部22₁の機能構成例を示す。SISO復号機23₁内には硬判定部46が設けられており、この硬判定部46で対数尤度比 $\Lambda_2[s(i)]$ が硬判定され、その判定結果が信号系列1の判定ビット系列 $b_1(i)$ として出力される。この判定ビット系列 $b_1(i)$ は誤り検出部47に入力され、CRC符号を用いた誤り検出処理が行われ、誤りが検出されたかされなかったかを示す誤り検出情報 SE_{D1} が出力される。

【0060】

つまり信号系列 n 用復号部22 _{n} からは誤り検出情報 SE_{Dn} が出力され、これが図17に示すように対応する信号系列 n 用等化手段25 _{n} の干渉除去度推定部41 _{n} へ入力される。干渉除去度推定部41 _{n} には可変部41aと定数部41bとが設けられ、誤り検出情報 SE_{Dn} に基づき選択手段41cが制御されて、可変部41aの出力又は定数部41bの出力の何れかが干渉除去度 β_n として選択出力される。

【0061】

可変部41aは例えば第1実施形態で説明した繰り返し処理回数 i を変数とする式(23)による関数値又は第2実施形態で説明した軟判定値 $s'_n(k)$ を変数とする式(24)又は(24)'による関数値などの繰り返し処理状態に基づいて変化する値を出力し定数部41bは干渉除去が十分なことを示す、つまり干渉除去度の最高値1、又はこれに近い値、例えば0.98などの定数を保持して出力するものである。誤り検出情報 SE_{Dn} が誤り有りを示すものであれば、誤り検出情報 SE_{Dn} が入力された制御部41dによりスイッチ41eが可変部41aの出力側をフィルタ係数算出部33 _{n} に接続するように制御される。従ってフィルタ係数算出部33 _{n} には全ての信号系列についての干渉除去度 $\beta_1 \sim \beta_N$ が入力され、式(22)又は(25)或いは(27)に基づいてフィルタ係数 $w_n(k)$ が算出される。

【0062】

前記第 1 ～ 第 4 実施形態と同様となる。

誤り検出情報 S_{EDn} が誤り無しを示すものであれば、誤り検出情報 S_{EDn} が入力された制御部 41d によりスイッチ 41e が定数部 41b の出力側をフィルタ係数算出部 33_n に接続するように制御される。従って、フィルタ係数算出部 33_n に入力される干渉除去度 $\beta_1 \sim \beta_N$ は、誤り検出情報 S_{EDn} が誤り無しを示すものと対応するものは定数例えば $\beta = 1$ とおいて、その信号系列 n に対する干渉は完全に除去されたものとして、他の信号系列中の誤り検出情報が誤り有りを示すものについての干渉を除去するようにフィルタ係数 $w_n(k)$ が計算される。また誤りが検出されなかった信号系列については、その後の繰り返し処理においても対応する干渉除去度推定部 41_n は定数を出力することになる。なおこの例では制御部 41d 及びスイッチ 41e により選択手段 41c を構成した場合である。

【0063】

また、信号系列 n 用復号部 22_n では図 16 に、信号系列 1 用復号部 22₁ に示すように、誤り検出部 47 の出力 S_{ED1} が制御部 48a に入力され、制御部 48a は誤り検出情報 S_{ED1} が誤り有りを示すものであれば、スイッチ 48b により減算部 49 の出力側をインタリーバ 51 に接続し、誤り無しを示すものであればスイッチ 48b により符号化部 52 の出力側をインタリーバ 51 へ接続するようにスイッチ 48b を制御する。従って誤りが検出されれば、SISO 復号器 23₁ 内に得られている対数尤度比 $\Lambda_2[s(i)]$ からデインタリーバ 53 の出力第 1 事前情報 $\lambda_1[s(i)]$ が減算部 49 で差し引かれた第 2 事前情報 $\lambda_2[s(i)]$ がインタリーバ 51 へ供給される。誤りが検出されなければ硬判定部 46 の出力ビット列が符号化部 52 で再び誤り訂正符号化が行われ、又は必要に応じて変調（いわゆるマッピング）が行われ、シンボル列がインタリーバ 51 へ供給される。なお破線で示すように減算部 49 の出力の代りに対数尤度比 $\Lambda_2[s(i)]$ を第 2 事前情報としてインタリーバ 51 へ供給してもよい。このことは他の実施形態についても云えることであり、この対数尤度比を第 2 事前情報として、例えば第 2 実施形態における干渉除去度を求めてもよい。またインタリーバ 51 の出力は第 2 事前情報として MIMO 等化器 21 へ供給されるが、前回の繰り返し

し処理で生成された第2事前情報が記憶されている記憶部54にも格納され、その記憶情報が絶えず更新されている。MIMO等化器21から前回の繰り返し処理における対応信号系列に対する誤り検出情報 S_{ED1} が制御部55aに inputs され、制御部55aは誤り検出情報 S_{ED1} が誤り有りであればインタリーバ51よりの第2事前情報をMIMO等化器21へ供給し、誤り無しであれば記憶部54に格納されている前回の繰り返し処理で得られた第2事前情報をMIMO等化器21へ供給するようにスイッチ55bを制御する。この繰り返し処理を含めてこれ以後の繰り返しにおける復号処理は行わない。なお誤りが検出されなければ、その繰り返し処理で生成された硬判定部46の出力又は符号化部52の出力を記憶しておいて、以後の繰り返し処理に用いてもよい。

【0064】

定数部41bに格納する定数を1とし、かつ第2実施形態で説明したように、繰り返し処理状態を示す情報として軟判定値 $s'_n(k)$ を用いる場合は、誤りが検出されない状態においては $s'_n(k)=1$ となり、干渉除去度 β_n も1となるから、信号系列nに誤りが検出されなかった場合に定数部41bを設けなくてもフィルタ計算は簡単になる。しかし前述した誤り検出情報 S_{EDn} による可変部41aと定数部41bとの切り替えを行うようにすれば誤りがない場合に、対応する信号系列の干渉除去度推定部41での計算量を削減することができる。

【0065】

定数部41bに格納する定数は前述したように1に限らず1以下の1に近い定数、例えば0.98などにより、チャネル推定誤差により干渉キャンセル誤差が残留する場合に、これを考慮したフィルタ係数 $w_n(k)$ の算出を可能とすることができる。つまり信号系列nについて誤りが検出されない場合、その信号系列nに対する等化処理はそれ以上改善する必要はないが、他の信号系列に対する等化処理において、 $\beta_n=1$ にしてしまうと式(25)より理解されるように信号系列nによる干渉は無視されてしまうことになり、よって前述したように他のユーザ(信号系列)に対する干渉除去手段31nの出力はチャネル推定誤差に基づく干渉が残留している可能性があり、この残留干渉を除去できない。しかし信号系列nに誤りが検出された場合にその干渉除去度 β_n を1より小さいか

1に近い定数とすることにより、チャネル推定誤差による干渉を考慮したフィルタ係数を算出することができ、信号系列 n 以外の信号系列に対する残留干渉を抑圧することができる。

【0066】

この定数部41bに格納する定数は必ずしも固定値としなくてもよい。例えば前記特許文献1中に図4～図6を参照して説明しているように、前回の繰り返し処理により得られたデータシンボル中の確らしい硬判定値をも用いてチャネル推定を行う場合においては、繰り返し処理ごとに良いチャネル推定値が得られる。この場合、誤りが検出されなかった信号系列の干渉除去度 β_n を例えば最初に誤りが検出されなくなった時に0.97とし、次の繰り返し処理時に0.98にするなど、わずかに増加するようにしてもよい。また第2実施形態中で述べたように1フレーム中でチャネル状態が例えば前半と後半で異なっている場合にそれらの部について干渉除去度 β_n をそれぞれ求めたが、このような状態で誤りが検出されなくなると、それまでの干渉除去度 β_n に応じて、 β_n が悪い方、つまりチャネル推定が悪い方の β_n を0.97とし、良い方の β_n を0.98にするなど1フレーム中において定数を異ならせてもよい。これらのように定数を変更する場合は例えば図17中に破線で示すように複数の定数部41b, 41b'を設け、これらを切替えて用いればよい。定数部41bに格納する定数を設定し直してもよい。

[処理手順]

上述したこの発明の各種実施形態の処理手順を簡単に説明する。図18に示すように、各送信機 S_n ($n=1, \dots, N$)と各受信アンテナ#1, ..., #Mとの間のチャネル値 H (式(3))の推定をチャネル推定部24で行ない(ステップS1)、このチャネル値 H と各信号系列の軟判定値を用いて、干渉信号の受信信号レプリカ(干渉レプリカ) $H_{ue,n}(k)$ をレプリカ生成部34 $_n$ で生成し(ステップS2)、この干渉レプリカを受信信号 $r(k)$ から減算部35 $_n$ で差し引いて式(10)に示すように干渉除去を行う(ステップS3)。この発明では繰り返し処理状態に基づく情報を用いて、ステップS3の出力中の残差干渉の程度を示す干渉除去度 β 又は β_n を干渉除去度推定部41 $_n$ で推定する(ステップS4

)。

【0067】

次にこの干渉除去度 β 又は $\beta_1 \sim \beta_N$ とチャネル推定値 H とを用いて、フィルタ係数算出部 33_n でフィルタ係数 $w_n(k)$ を算出する (ステップ S5)。このフィルタ係数 $w_n(k)$ でフィルタ部 32_n のフィルタ係数を更新して、このフィルタ部 32_n で減算部 35_n の出力をフィルタ処理して、残差干渉成分を抑圧する (ステップ S6)。このフィルタ処理された信号を復号処理する (ステップ S7)。その後、繰り返し処理回数が所定値となったかを調べ (ステップ S8)、所定値になっていなければ、復号処理された信号系列に対して第2事前情報を求めてステップ S2 に戻る (ステップ S9)。ステップ S8 で繰り返し処理回数が所定値であれば、その時のステップ S7 における硬判定ビット列を出力して終了する。つまり、この実施形態では、前記特許文献 1 に示した処理手順に対し干渉除去度推定処理を加え、その推定した干渉除去度を軟判定値の替りに用いてフィルタ係数 $w_n(k)$ を求める点が異なる。

【0068】

次に第1実施形態におけるフィルタ係数を求める処理手順の例を図19を参照して説明する。先ずステップ S1 で繰り返し処理回数 i を 1 に初期設定し、ステップ S2 で例えば式 (23) により回数 i を変数とする関数値を演算して干渉除去度 β を求める。この状態でステップ S3 で更新タイミング信号が発生するのを待ち、更新タイミング信号が発生すると、ステップ S4 で先に求めた干渉除去度 β とチャネル値 H を用いて、フィルタ係数 $w_n(k)$ を計算する。次にステップ S5 でその時の繰り返し処理が終了すると繰り返し処理回数 i を +1 し、ステップ S6 でその回数 i が最終繰り返し処理回 I_E を超えたかを調べ、超えていなければ、ステップ S7 で先に求めた干渉除去度 β が 1 になったかを調べ、1 になっていなければ、ステップ S2 に戻る。ステップ S6 で i が最終繰り返し処理回 I_E を超えていれば処理を終了し、ステップ S7 で干渉除去度 β が 1 であれば、ステップ S3 に戻る。なおステップ S6 で $i > I_E$ でなければ破線で示すようにステップ S2 に戻ってステップ S7 を省略してもよい。

【0069】

次に第2実施形態におけるフィルタ係数を求める処理手順の例を図20を参照して説明する。先ずステップS1で繰り返し処理回数 i を1に初期設定し、ステップS2で軟判定値を用いて式(24)又は(24)'により干渉除去度 β 又は β_n を演算し、ステップS3で更新タイミング信号の発生を待ち、更新タイミング信号が発生すると、ステップS4で先に求めた干渉除去度とチャネル推定値 H を用いてフィルタ係数 $w_n(k)$ を計算する。ステップS5で先のステップS3で発生した更新タイミング信号がその繰り返し処理の更新に基づくものであるかを調べ、繰り返し処理の更新に基づくものでなければステップS2に戻り、繰り返し処理の更新に基づくものであれば、ステップS6で繰り返し処理回数 i を+1し、ステップS7でその繰り返し処理回数 i が最終繰り返し処理回 I_E を超えたかを調べ、超えていなければステップS2に戻り、超えていれば終了とする。

【0070】

次に第4実施形態における信号系列 n 復号部の処理手順の例を図21を参照して説明する。先ずステップS1でMIMO等化器21から入力された誤り検出情報 S_{EDn} が誤り有りであることを調べ、誤り有りであればステップS2で復号処理を行い、ステップS3でその硬判定ビット列について誤り検出処理を行う。ステップS4でその処理の結果誤りが検出されたかを調べ、誤りが検出されたら、ステップS5で先のステップS2の復号処理で求めた情報から第2事前情報を生成し、つまり図18中のステップS9と同様の処理を行う。

【0071】

ステップS4で誤りが無ければ、ステップS6で先に求めた硬判定ビット列に対し誤り訂正符号化、必要に応じてシンボルマッピングを行い、更にステップS7でその符号化列又はシンボル列を第2事前情報列として出力すると共に記憶部54に記憶する。ステップS1で誤り検出情報 S_{EDn} が誤り有りであればステップS8で記憶部54内の第2事前情報列を読み出す。

またこの第4実施形態における干渉除去度推定処理は例えば図19又は図20中におけるステップS2の干渉除去度演算処理を図22に示すように処理すればよい。即ちまずステップS2-1で入力された誤り検出情報 S_{EDn} が誤り有りを示す情報であることを調べ、誤り有りであればステップS2-2で干渉除去度 β を

求める関数演算を行いその結果を干渉除去度 β_n とし、ステップ S 2-1 で誤り有りでなければステップ S 2-3 で 1 又はこれに近い定数を干渉除去度 β_n とする。

【0072】

上述においては図 3 及び図 4 に示したように信号系列 1 ~ N を並列に処理したが、例えば Siriki at Let Ariyavisitakul 著 “Turbo Space-Time Processing to Improve Wireless”, IEEE. TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 48, NO. 8, AUGUST, 2000 に示すような直列処理の手法にこの発明を適用してもよい。この場合は信号系列 1 ~ N を予め決めた順、例えば信号系列 1, 2, ..., N の順に処理し、その各信号系列 n (1, ..., N) を処理する際に、用いるそれまでの他の信号系列処理結果は、信号系列 1, ..., $n-1$ については今回の繰り返し処理で得られたものを、信号系列 n , ..., N については前回の繰り返し処理で得られたものを使用する。また送信側で各信号系列 n ごとにシンボル系列を OFDM (直交周波数分割多重方式) により送信した信号を受信等化する場合は信号系列 1 ~ N の同一サブキャリアごとに適応等化処理を行うが、この場合にもこの発明を適用することができる。

【0073】

上述において、干渉除去度 β としては、処理の繰り返し回数、今回の事前情報の大きさに応じて推定する場合に限らず、これらと 1 ビット当りの情報エネルギー (受信信号電力)、送、受信アンテナ数、符号化率、マルチパス数などの 1 つ乃至複数と組合せて推定してもよい。この場合、例えばシステムが決まれば、予め電子計算機シミュレーションにより、最適又はこれに近い干渉除去度 β を求めておき、繰り返し処理状態に基づきその干渉除去度 β を用いればよい。何れにしても繰り返し処理状態の情報に基づき β を推定すると云える。つまり第 1 実施形態においては繰り返し回数 i が繰り返し処理状態の情報であり、第 2 実施形態においては事前情報 $\lambda_2(s_n(k))$ が繰り返し処理状態の情報である。

【0074】

誤り検出により再送要求を行うシステムにおいては誤り検出した時の受信信号に対する処理が 1 回目の繰り返し処理であり、再送された受信信号に対する処理

が2回目の繰り返し処理である。この発明はMIMOシステムに限らず、シングルユーザのターボシステム、更に受信側で誤りを検出すると送信側に再送信を要求するシステムや、セルダイバーシチシステムなど、なんらかにより事前情報 $\lambda_2(s_n(k))$ と対応するものを得ることができるシステムにこの発明は適用できる。この場合、誤り検出再送要求システムでは誤りを検出した時の受信信号に対する処理が繰り返し処理の1回目であり、再送された受信信号に対する処理が繰り返し処理の2回目である。セルダイバーシチシステムでは、移動通信におけるセル間移動の際のハンドオーバー時のように移動機が隣接する二つのセルの各基地局と通信可能な状態で、その一方の基地局からの受信信号に対し、処理を1回目の繰り返し処理としその後、他方の基地局の送信信号に対する受信処理を2回目の繰り返し処理とする。また、セルダイバーシチシステムでターボ受信を行っている場合は一方の基地局からの受信信号に対し3回の繰り返し処理を行った後に、他方の基地局の送信信号を受信して処理する場合はこれを4回目の繰り返し処理とする。

【0075】

この発明の適応等化装置はコンピュータにより機能させることもできる。この場合は図18～図20に示した処理手順、必要に応じて更に図21、図22に示した処理手順の各ステップをコンピュータに実行させるためのプログラムをCD-ROM、磁気ディスクなどの記録媒体から、或いは通信回線を介してコンピュータにダウンロードして、そのプログラムをそのコンピュータに実行させればよい。

実験例

この発明の効果を示すために、計算機シミュレーションによる特性評価を行った。シミュレーションに用いたパラメータは以下のとおりである。

【0076】

| | |
|------------|---------|
| パス数 | $Q = 3$ |
| 同時送信ユーザ数 | $N = 3$ |
| 受信アンテナ数 | $M = 2$ |
| 繰り返し等化復号回数 | 5 |

| | |
|----------|----------------|
| 変調方式 | BPSK |
| チャネル | 等レベル3波レイリーチャネル |
| チャネル推定 | 完全 |
| 復号アルゴリズム | Max-Log-MAP |
| 符号化率 | 2 |
| 拘束長 | 3 |

従来のMRC近似、この発明の第1実施形態、第3実施形態を用いた場合の平均BER（ビット誤り率）特性を図23に示す。また、第1実施形態、第3実施形態における $\beta(i)$ 、 $f(s'_n)$ は、

$$\beta(i) = 0 \quad i = 1 \quad (31)$$

$$\beta(i) = 0.8 + 0.05 \times (i - 1) \quad 5 \geq i \geq 2$$

$$\beta(i) = 1 \quad i \geq 6$$

$$f(s'_n(k)) = 0.15 \times s'_n(k) \quad (32)$$

とした。

【0077】

図23より、第1実施形態を用いることで、MRC近似を用いた場合に比べBER特性を大幅に改善できていることがわかる。これは、MRC近似を用いた場合には、2回目の繰り返し以降においては、MRCを行うため干渉の抑圧効果が少なくSINR（信号対干渉雑音比）が低くなるためと思われ、この発明の実験例においては、フレーム内一定ではあるが、繰り返し回数にしたがって、 $\beta(i)$ を増加させることで、繰り返し回数が少ない段階において干渉の抑圧を高め、SINRを増大させているためである。

【0078】

また、第3実施形態を用いることで、さらにBER特性を低減できることがわかる。これは、等化処理においてMAI、ISIに対応する事前情報値に加え、検出するシンボルに対応する事前情報値をも利用することで、より、干渉や雑音に対する誤り耐性が強くなったためであると考えられる。

【0079】

【発明の効果】

以上述べたように、この発明によれば、フィルタ係数をシンボル周期で演算することなく、フィルタ係数を一定とする区間の始めにフィルタ係数を演算すればよく、しかも繰り返し状態に基づく情報に応じて干渉除去度を推定し、これを用いてフィルタ係数を求めているため、少ない演算量でかつ受信特性の優れたものとすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

MIMO システムを簡単に示す図。

【図 2】

従来のシングルユーザターボシステムにおける送信機及び受信機の機能構成を示す図。

【図 3】

従来の MIMO ターボ受信機の要部の機能構成を示す図。

【図 4】

図 3 中の MIMO 等化器 21 の機能構成を示す図。

【図 5】

図 4 中の適応等化部 27 の機能構成を示す図。

【図 6】

図 5 中の干渉除去手段 31 の機能構成を示す図。

【図 7】

従来の干渉キャンセラの機能構成を示す図。

【図 8】

図 7 中の第 1 ステージの ICU 部の機能構成を示す図。

【図 9】

図 7 中の第 2 ステージの ICU 部の機能構成を示す図。

【図 10】

図 7 中の第 4 ステージの ICU 部の機能構成を示す図。

【図 11】

MRC 近似を適用した場合に考えられる図 5 中のフィルタ係数算出部 33 の機

能構成を示す図。

【図 1 2】

この発明の第 1 実施形態の要部の機能構成を示す図。

【図 1 3】

繰り返し回数と干渉除去度との関係例を示す図。

【図 1 4】

この発明の第 2 実施形態の要部の機能構成を示す図。

【図 1 5】

この発明の第 3 実施形態の機能構成を示す図。

【図 1 6】

この発明の第 4 実施形態の機能構成を示す図。

【図 1 7】

図 1 6 中の MIMO 等化器 2 1 の一部の機能構成を示す図。

【図 1 8】

この発明の方法の実施形態を示す流れ図。

【図 1 9】

図 1 8 中の干渉除去推定ステップ S 4 の具体例を示す流れ図。

【図 2 0】

図 1 8 中の干渉除去推定ステップ S 4 の他の具体例を示す流れ図。

【図 2 1】

図 1 8 中の復号処理ステップ S 7 の他の方法例を示す流れ図。

【図 2 2】

図 1 9 及び図 2 0 中のステップ S 2 の変形例を示す流れ図。

【図 2 3】

この発明の効果を示す計算機シミュレーションの結果を示す図。

【書類名】 図面

【図 1】

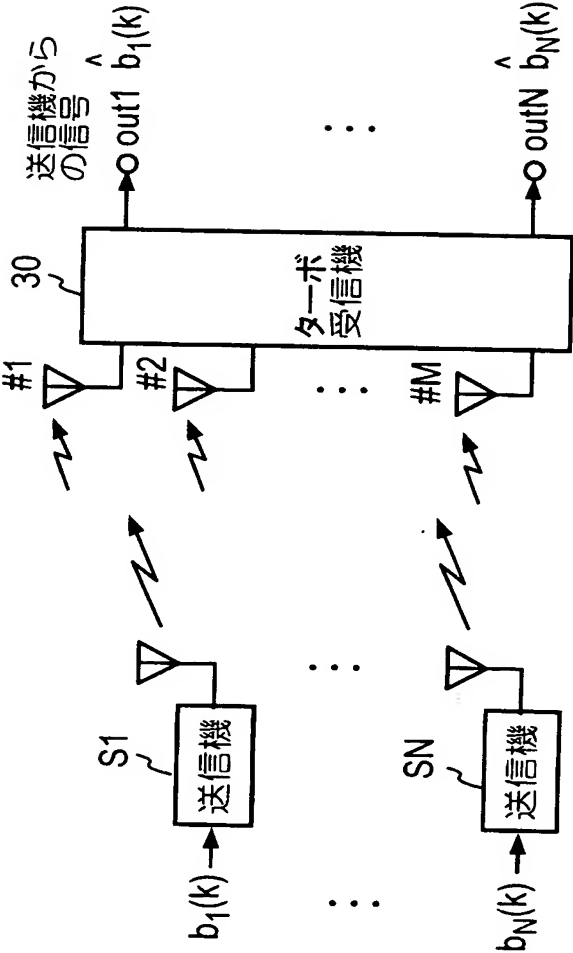
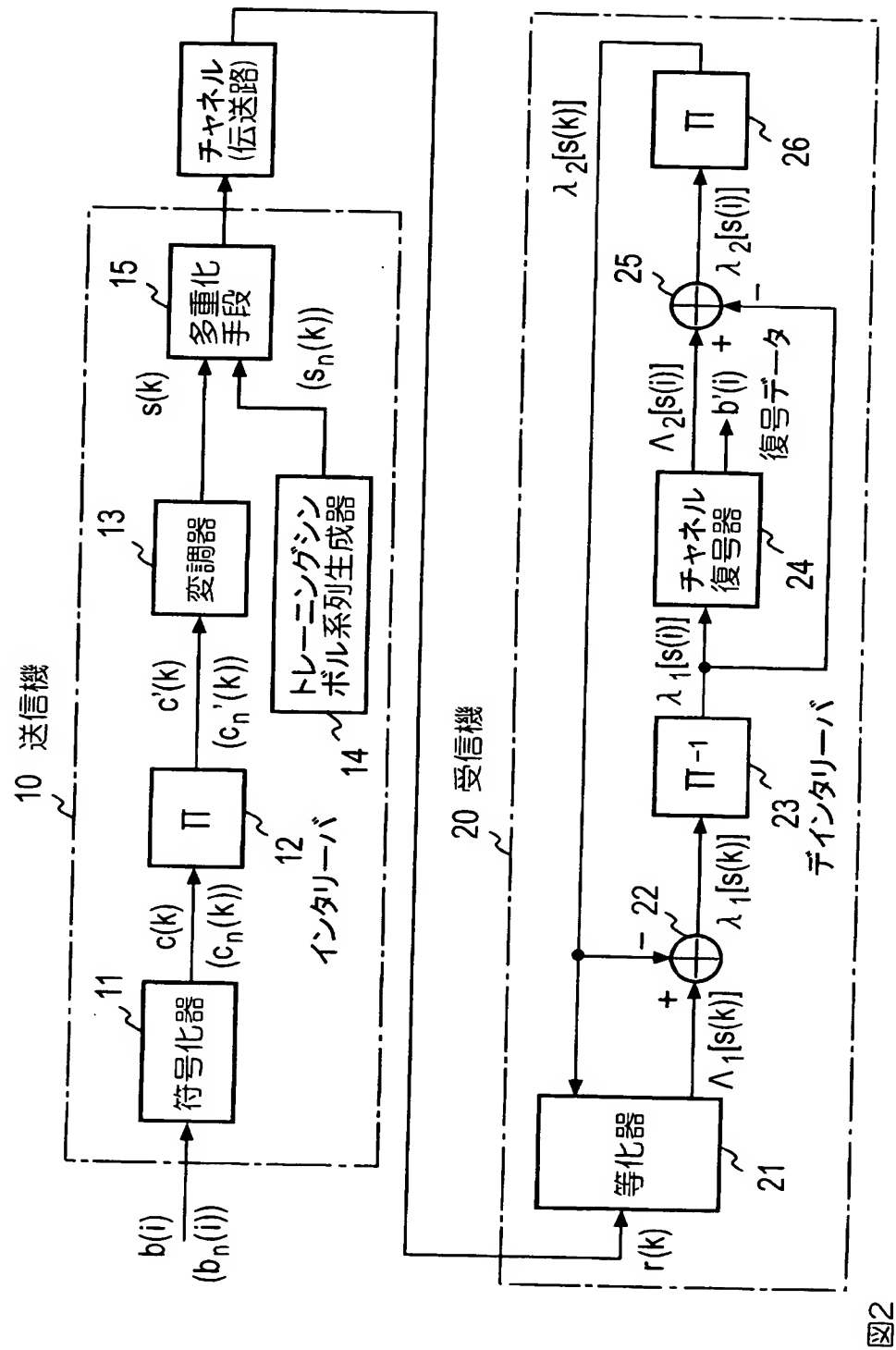


図 1

【図 2】



【図 3】

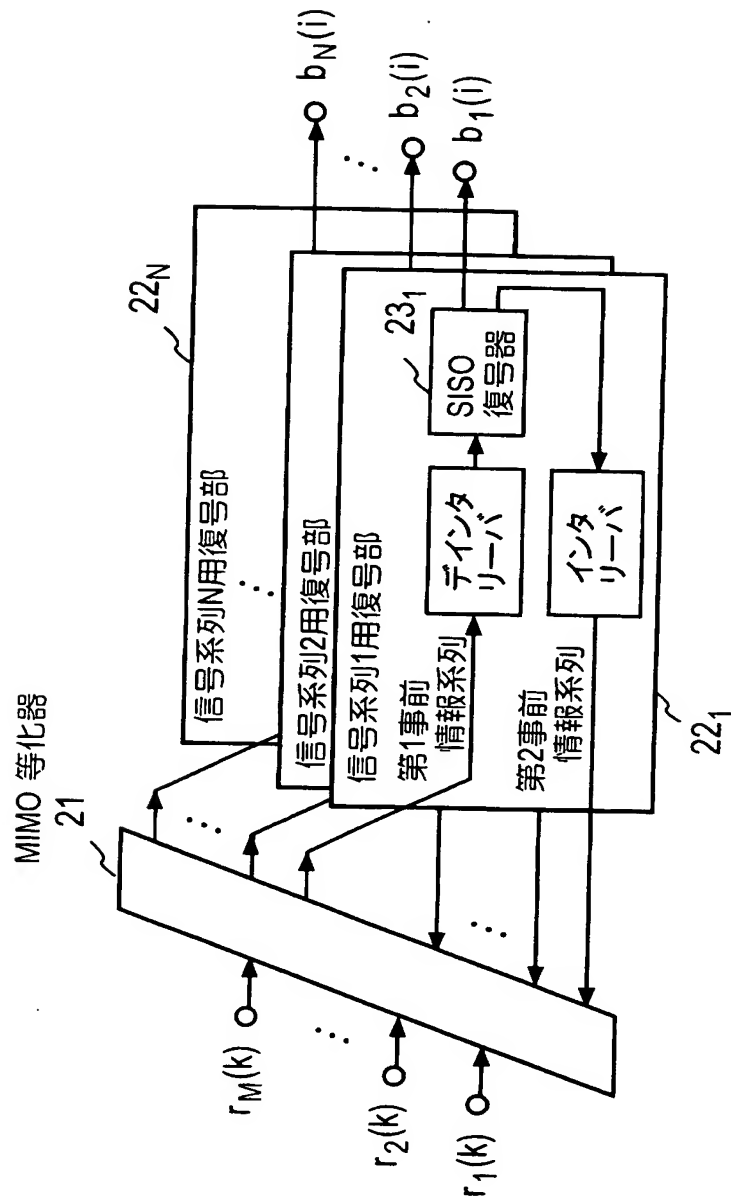


図3

【図 4】

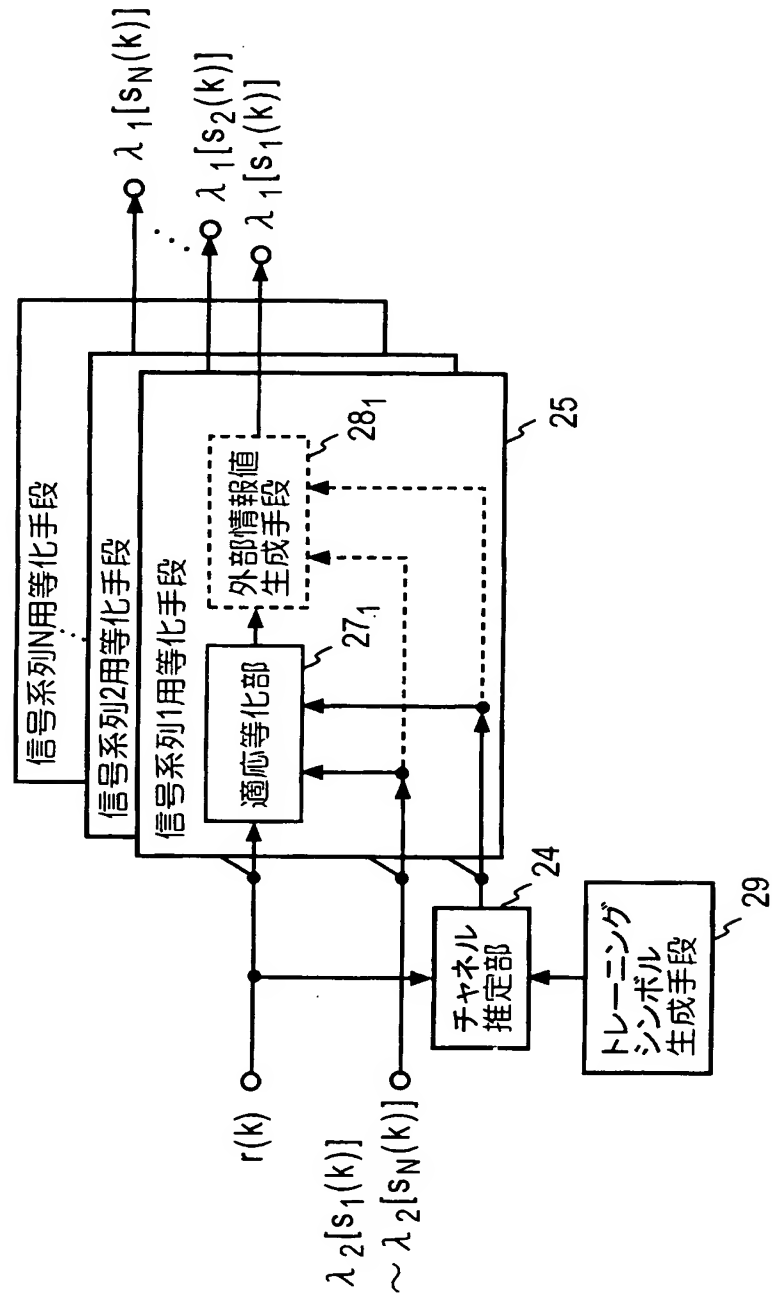


図4

【図 5】

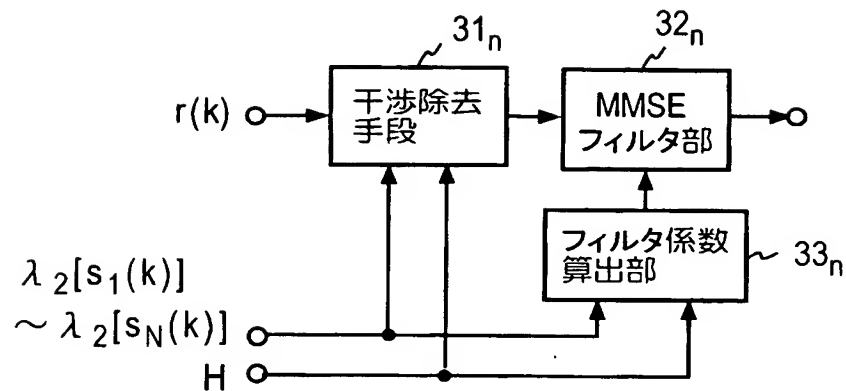


図5

【図 6】

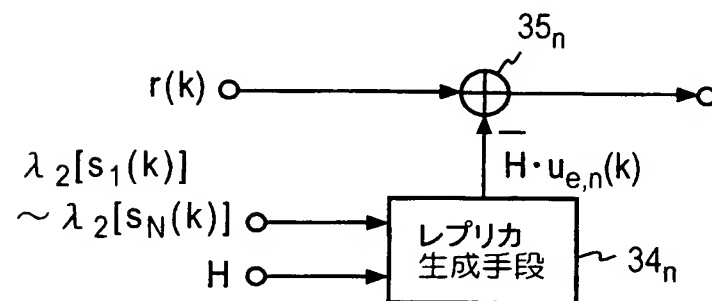
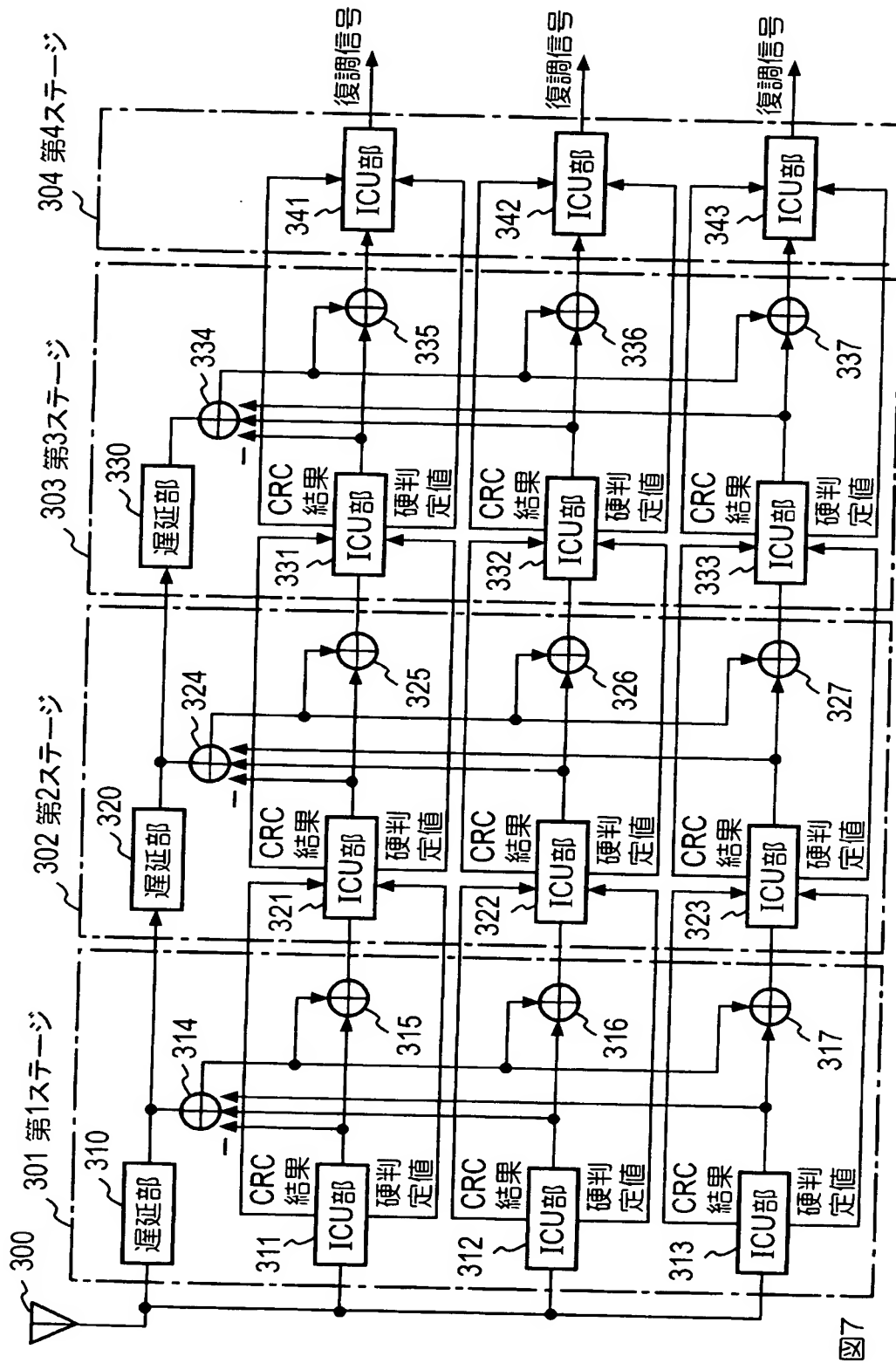
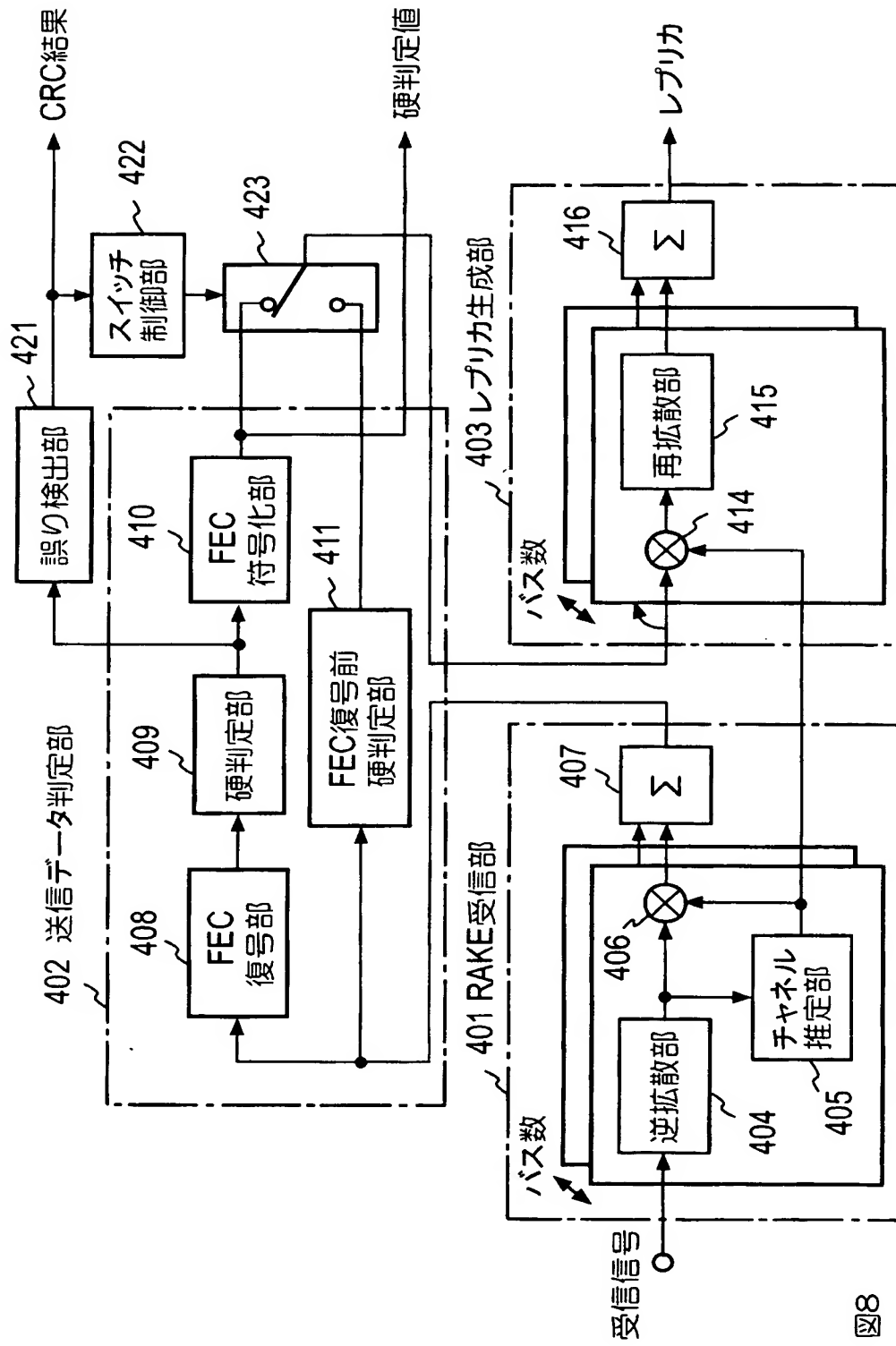


図6

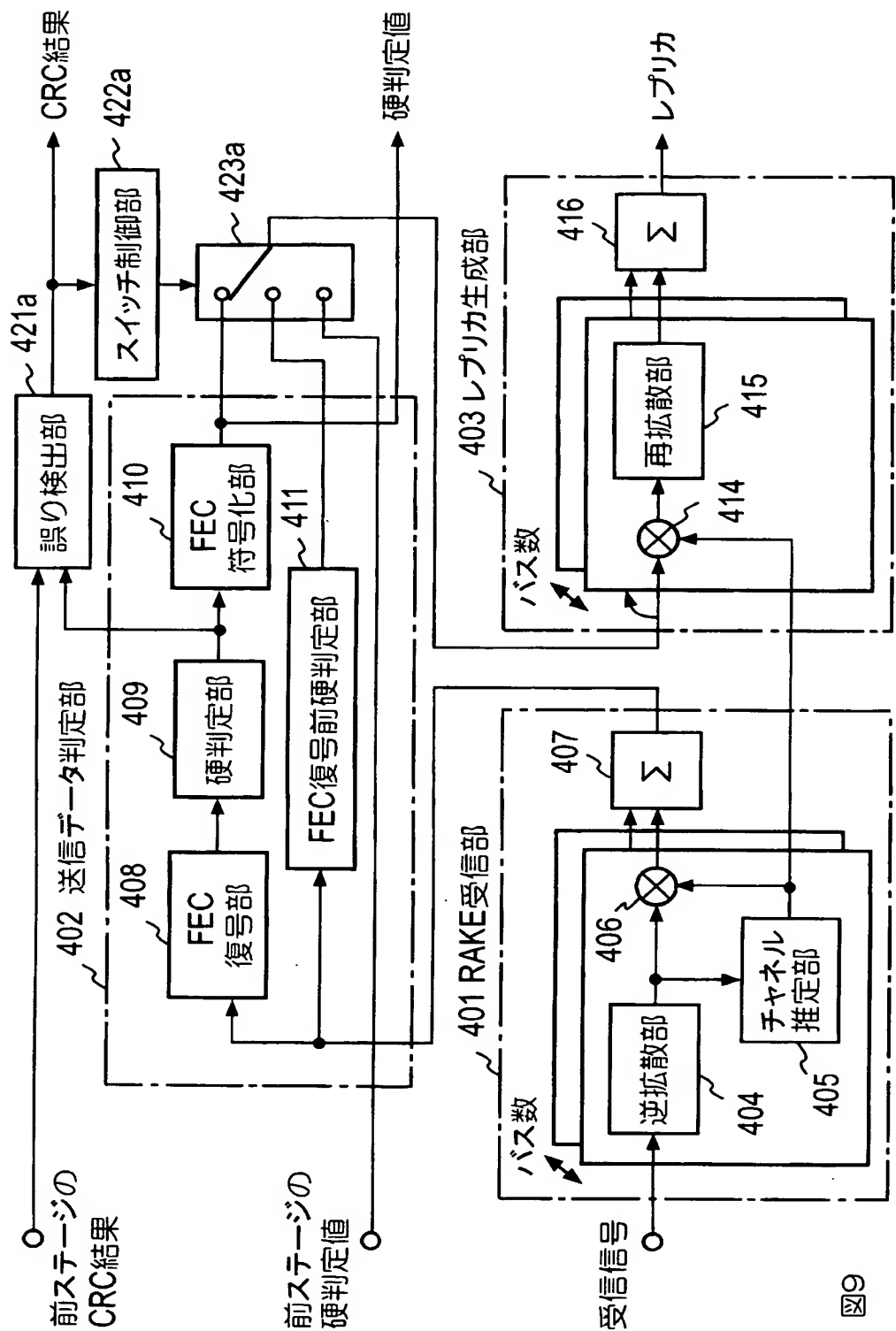
【図 7】



【図 8】



【図9】



【図 10】

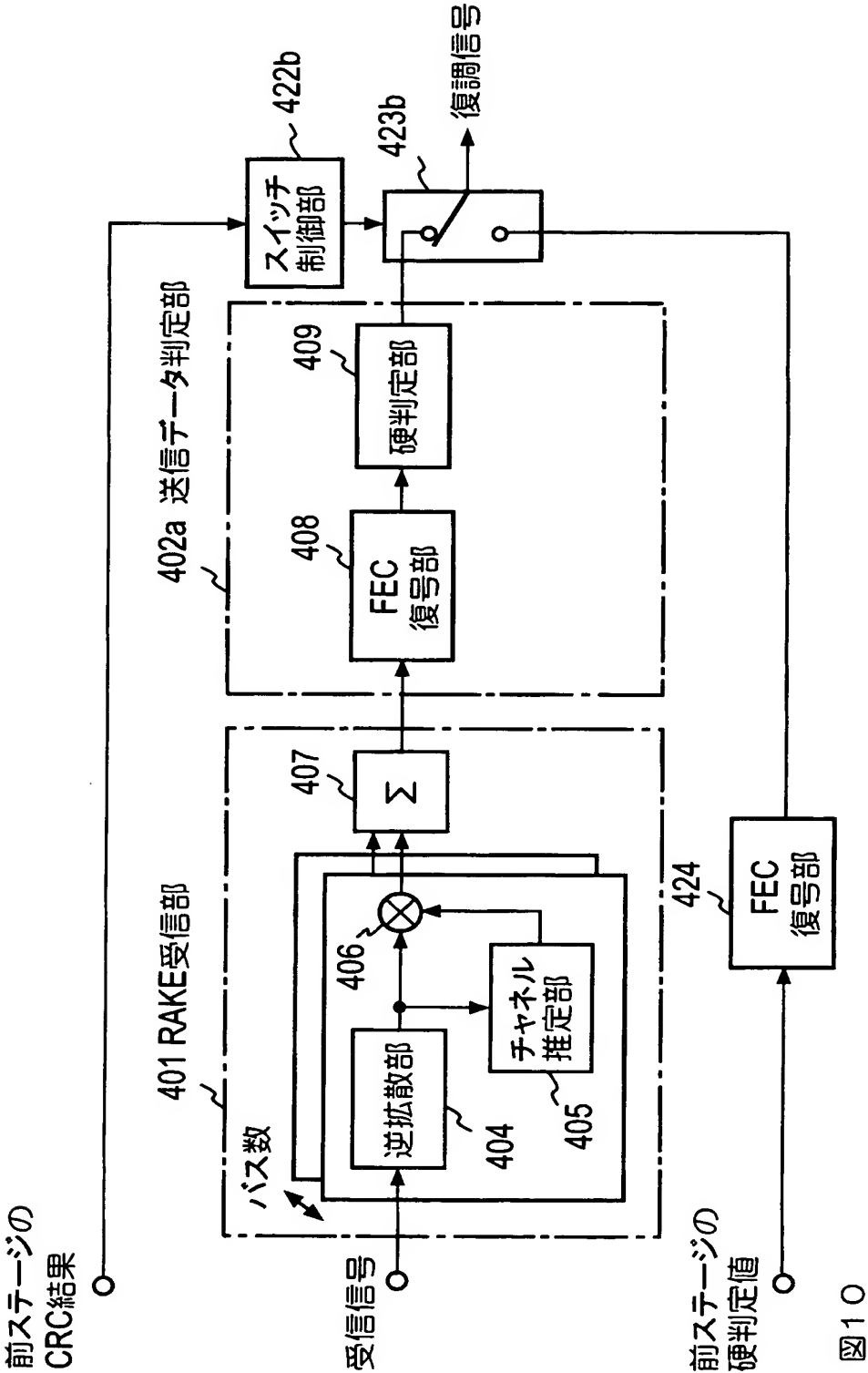


図10

【図 1 1】

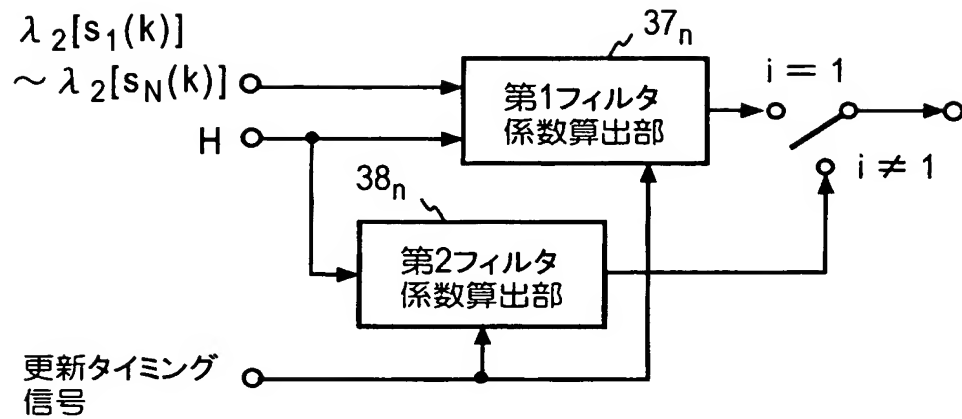


図11

【図 1 2】

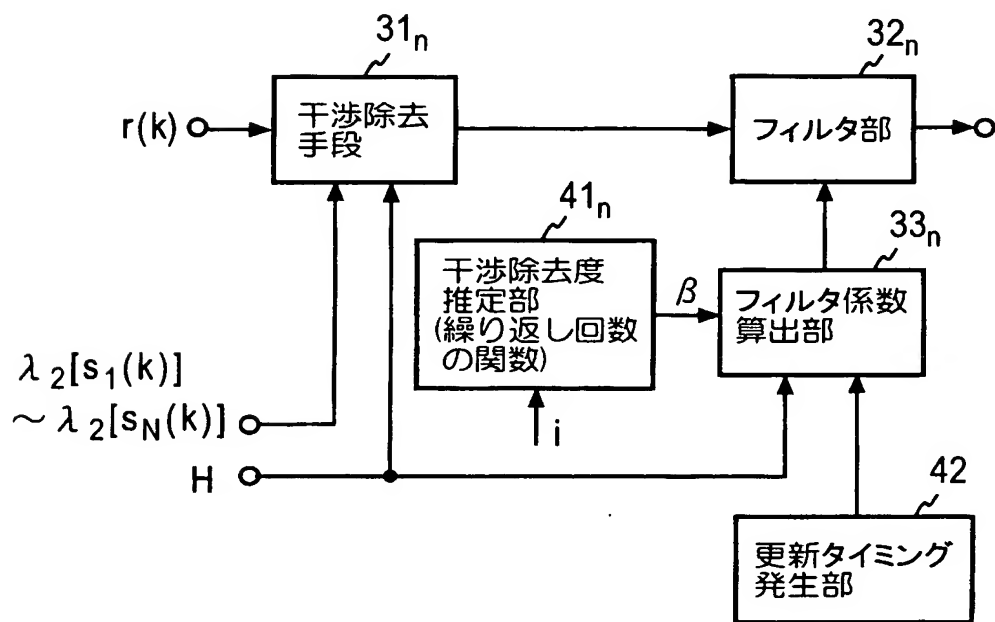


図12

【図13】

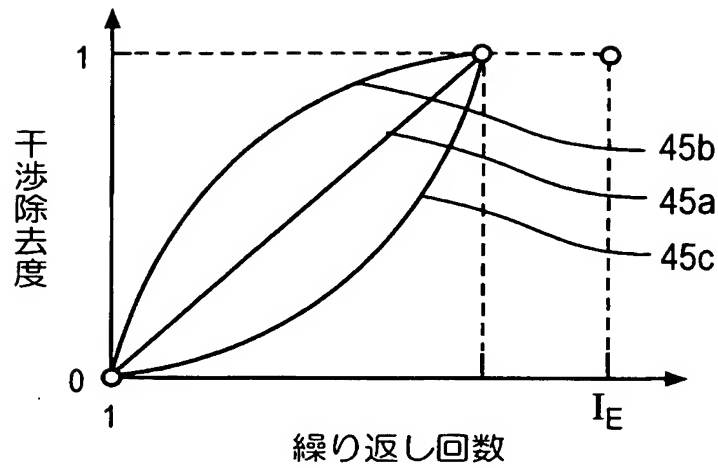


図13

【図14】

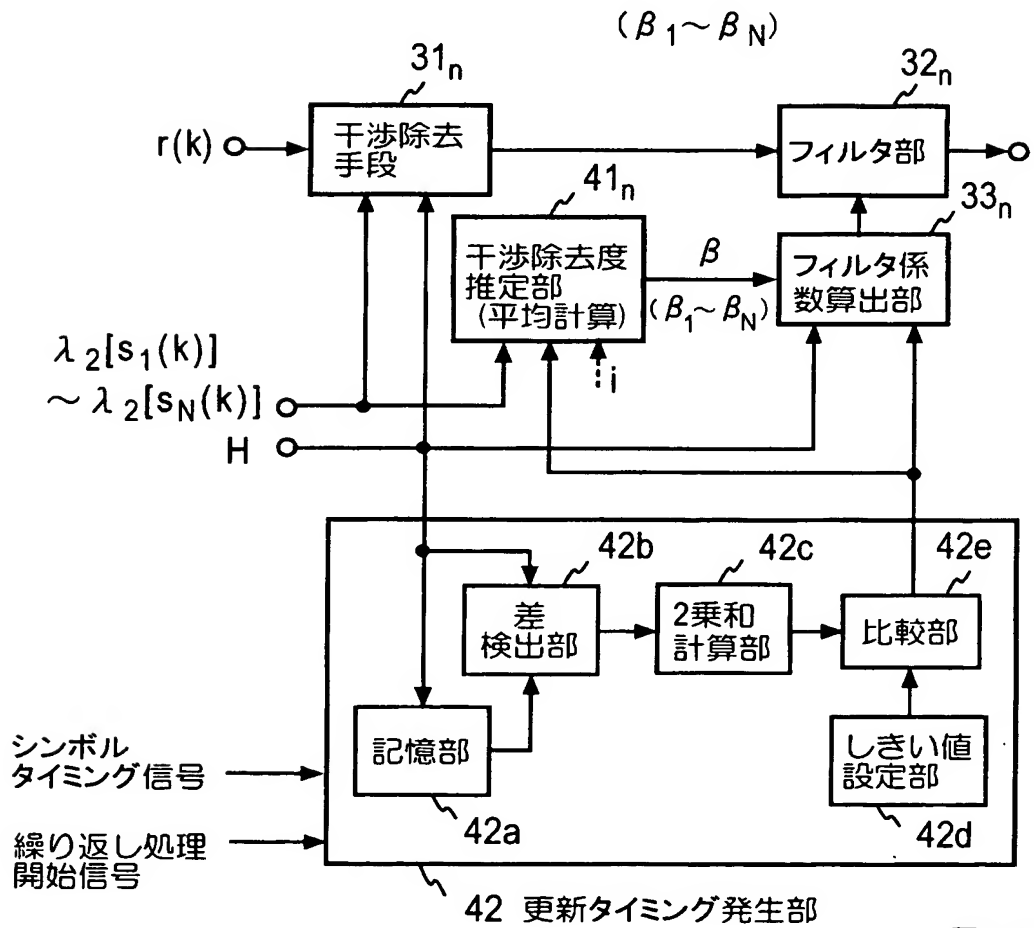
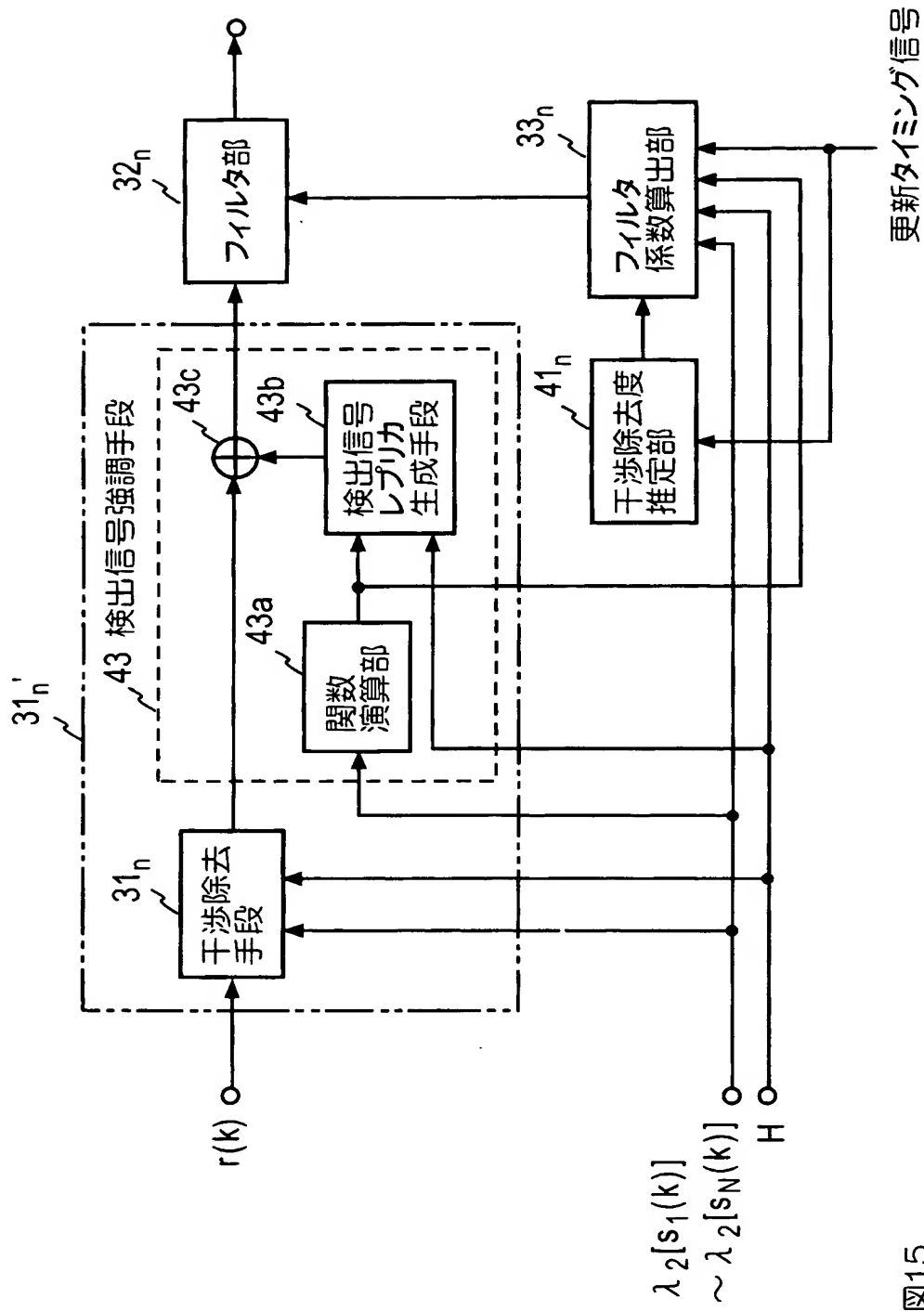


図14

【図 15】



【図 16】

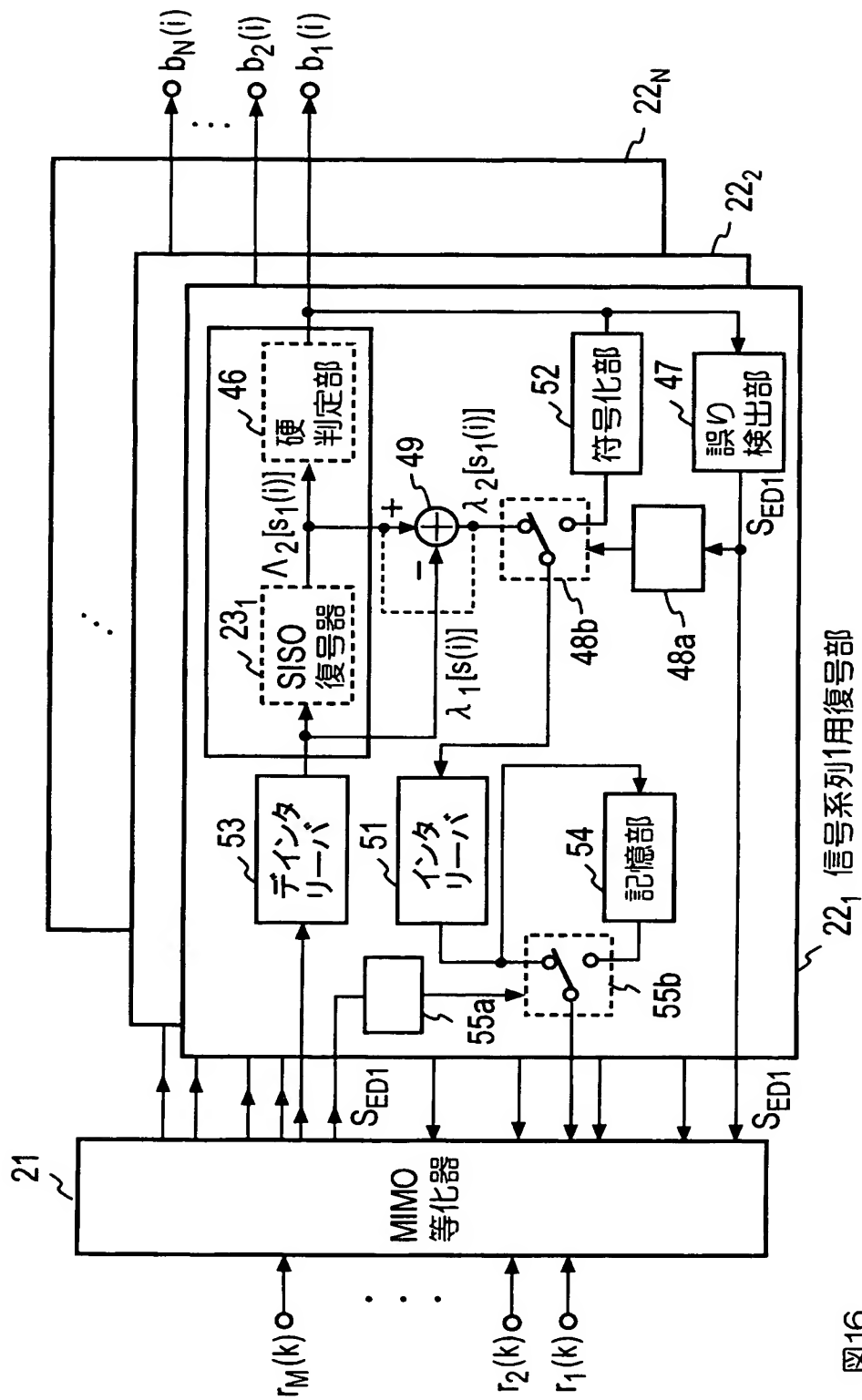


図16

【図 17】

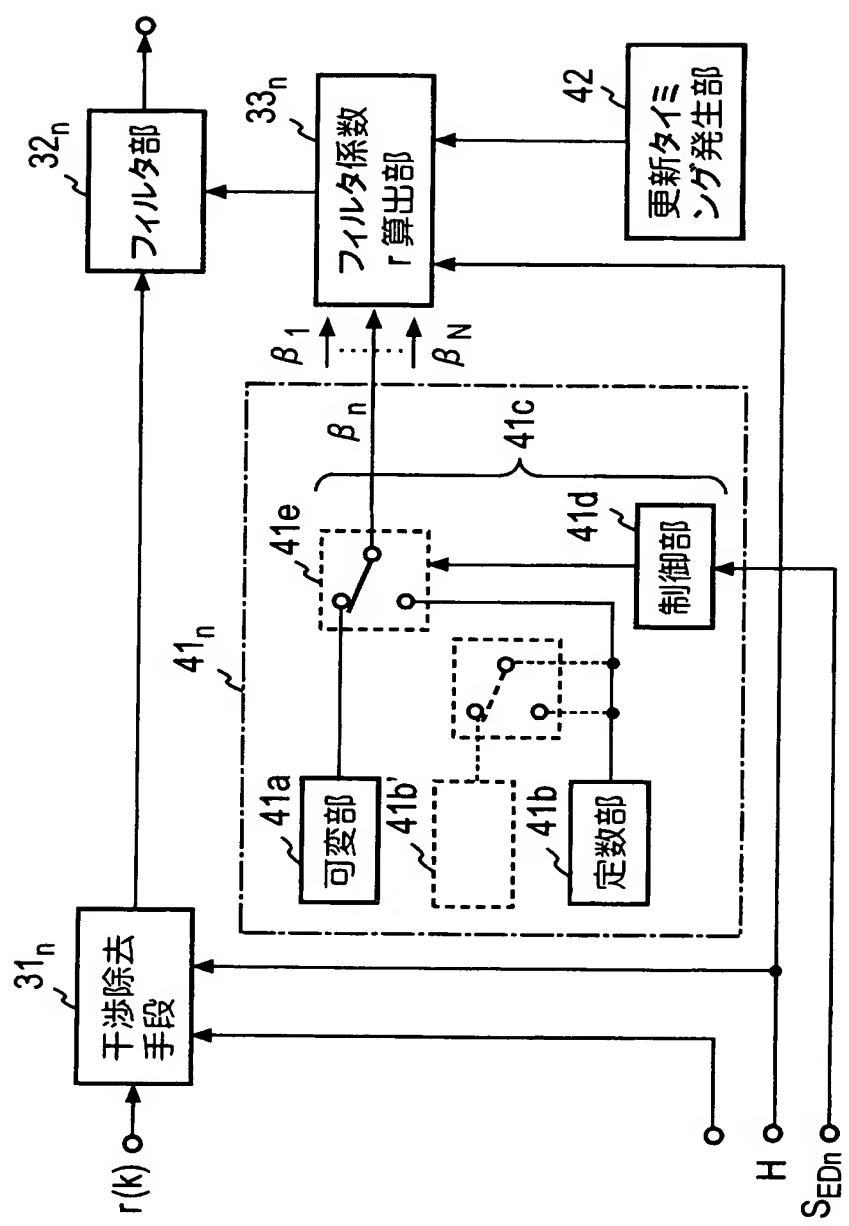


図17

【図 18】

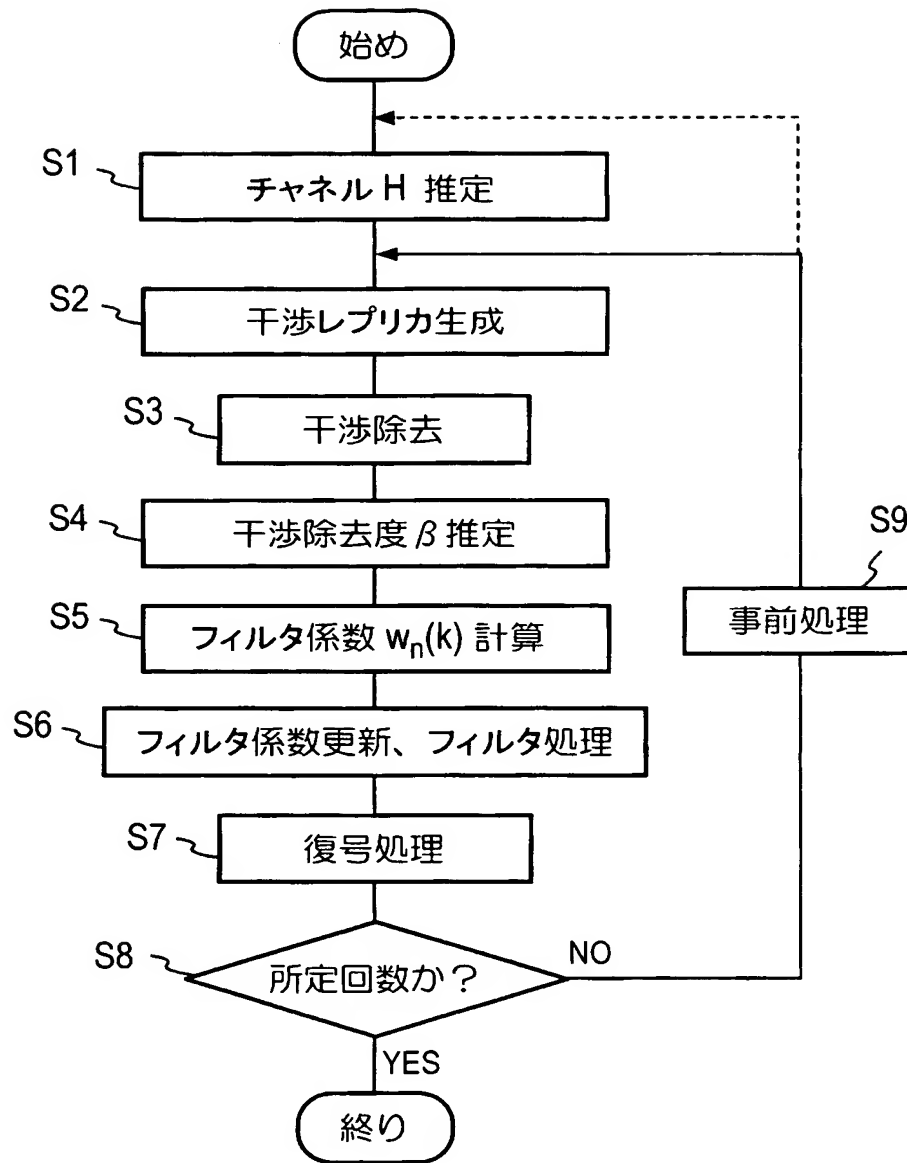


図18

【図 19】

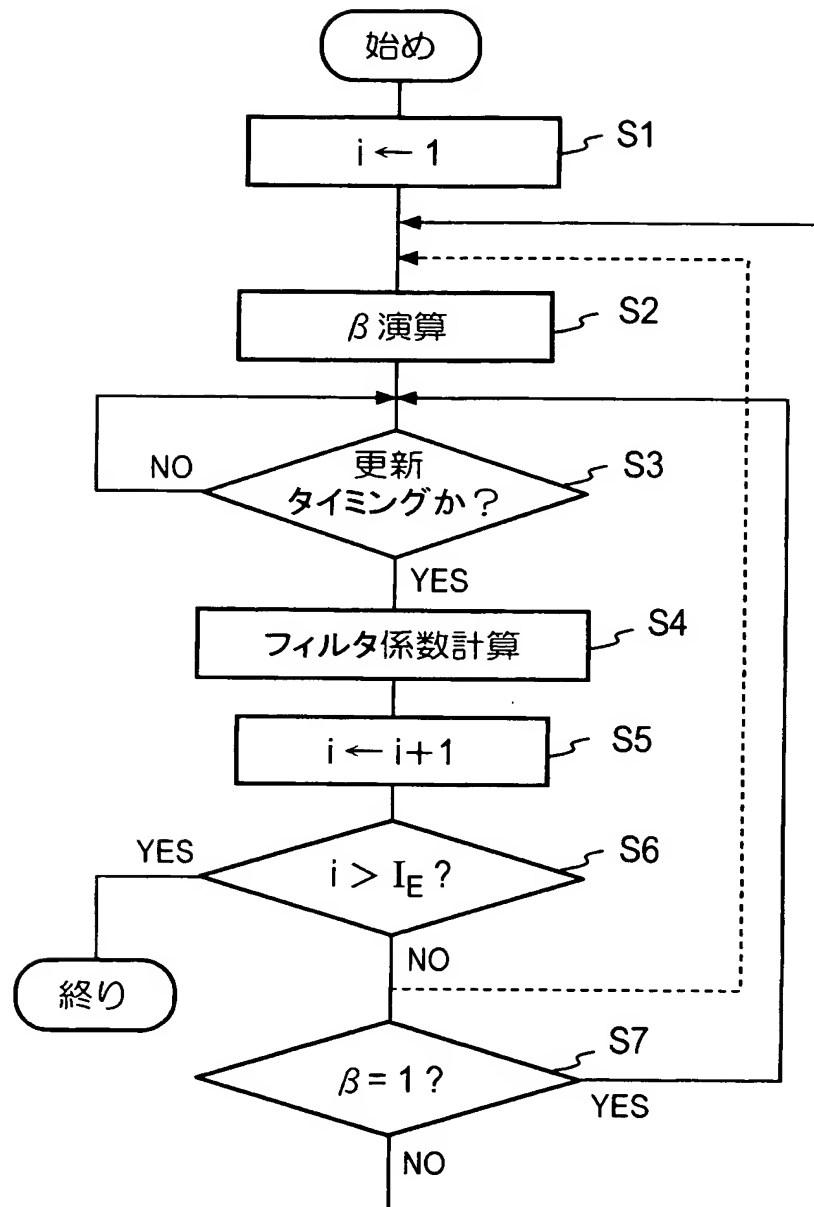


図19

【図 20】

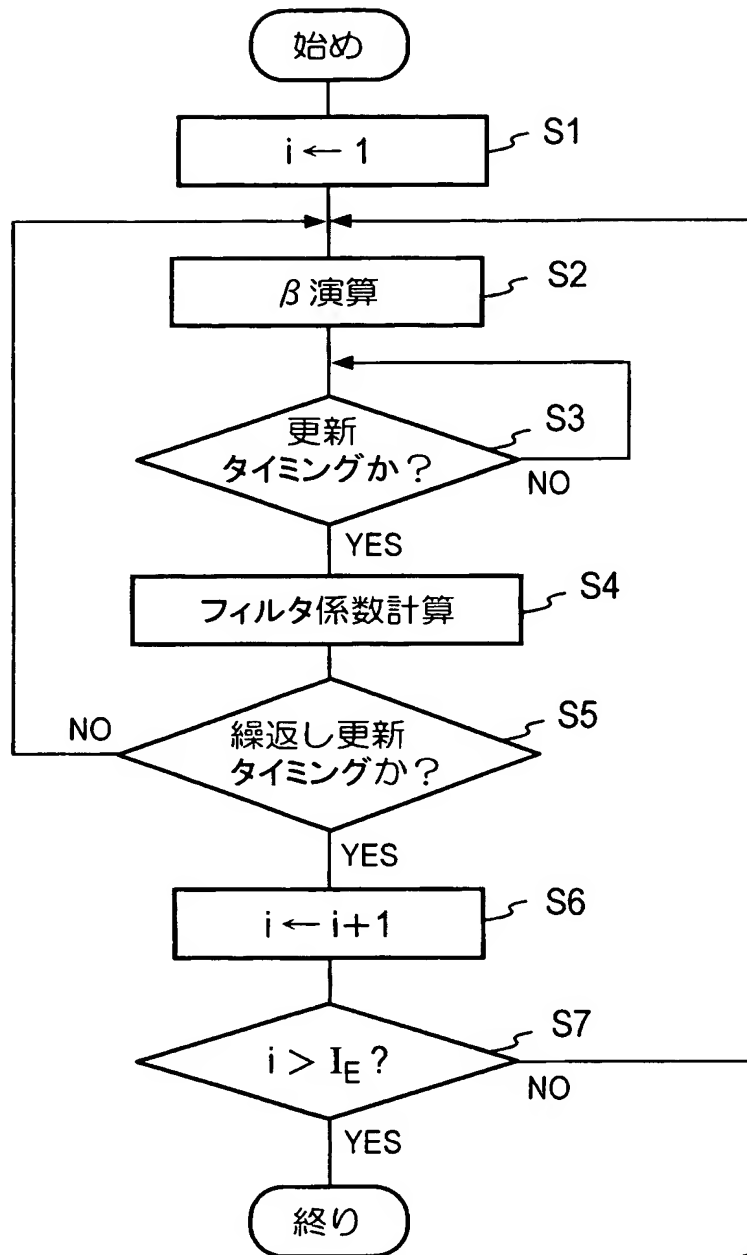


図20

【図 2 1】

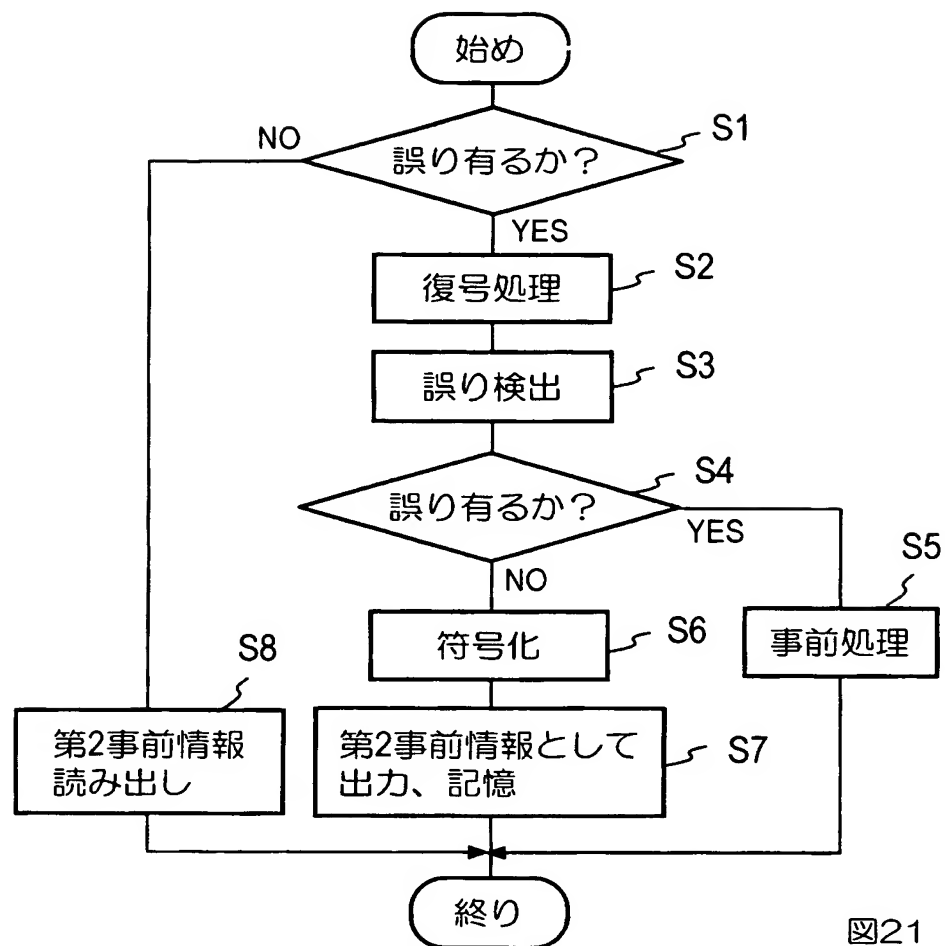


図21

【図 2 2】

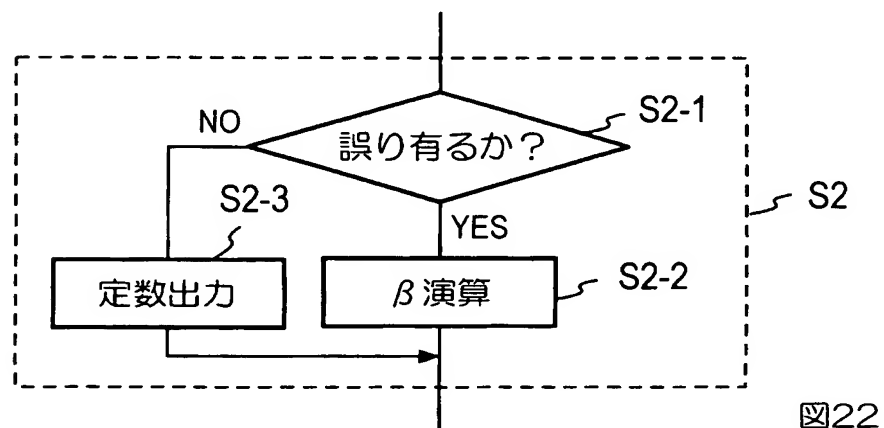


図22

【図 23】

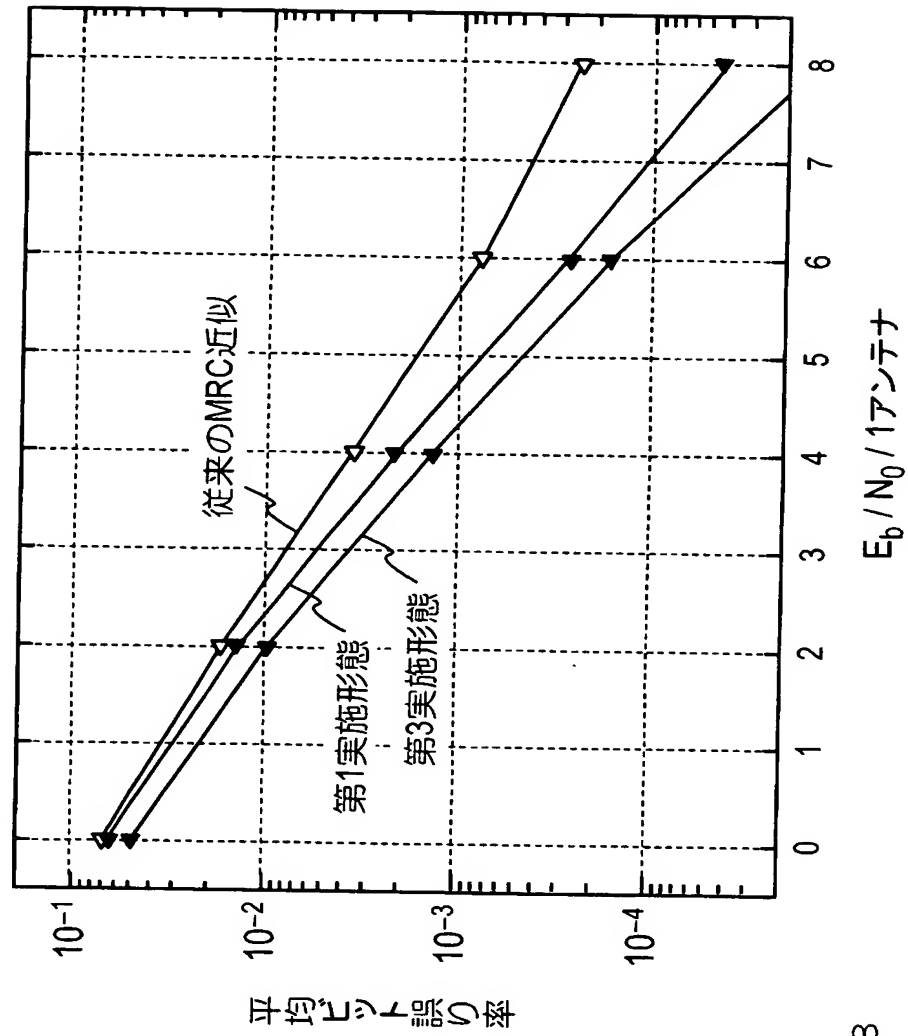


図23

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 多入力多出力 (MIMO) ターボ受信における MIMO 適応等化部の MMS E フィルタの係数計算量を減少し、かつビット誤り率を向上させる。

【解決手段】 干渉除去手段 31_n で干渉信号のレプリカにより受信信号中の干渉成分を減算し、その出力をフィルタ 32_n で処理して、残りの干渉成分の除去と、マルチパス合成を行い、干渉除去度推定部 41_n で、干渉除去度 $\beta(i)$ を処理繰り返し回数 $i=1$ で 0 とし、 $5 \geq i \geq 2$ で $0.8 + 0.05 \times (i-1)$ とし、 $i \geq 6$ で 1 とし、各繰り返しの始めに $\beta(i)$ とチャネル推定値を用いてフィルタ係数を算出部 33_n で計算し、フィルタ 32_n に設定する。 β として前回処理の軟判定シンボル推定値の平均を用いてもよい。

【選択図】 図 8

認定・付加情報

| | |
|---------|--------------------------|
| 特許出願の番号 | 特願 2 0 0 3 - 1 9 3 9 0 6 |
| 受付番号 | 5 0 3 0 1 1 3 5 4 3 5 |
| 書類名 | 特許願 |
| 担当官 | 第八担当上席 0 0 9 7 |
| 作成日 | 平成 1 5 年 7 月 1 1 日 |

< 認定情報・付加情報 >

【特許出願人】

| | |
|----------|-------------------------|
| 【識別番号】 | 392026693 |
| 【住所又は居所】 | 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 |
| 【氏名又は名称】 | 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ |

【代理人】

| | |
|----------|----------------------------|
| 申請人 | |
| 【識別番号】 | 100066153 |
| 【住所又は居所】 | 東京都新宿区新宿四丁目 2 番 2 1 号 相模ビル |
| 【氏名又は名称】 | 草野 卓 |

【選任した代理人】

| | |
|----------|---|
| 【識別番号】 | 100100642 |
| 【住所又は居所】 | 東京都新宿区新宿 4 丁目 2 番 2 1 号 相模ビル 草野特許事務所 |
| 【氏名又は名称】 | 稲垣 稔 |

【選任した代理人】

| | |
|----------|---------------------------------------|
| 【識別番号】 | 100114133 |
| 【住所又は居所】 | 東京都新宿区新宿四丁目 2 番 2 1 号 相模ビル 草野特許事務所 |
| 【氏名又は名称】 | 横田 芳信 |

特願 2 0 0 3 - 1 9 3 9 0 6

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[3 9 2 0 2 6 6 9 3]

1. 変更年月日

1 9 9 2 年 8 月 2 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都港区虎ノ門二丁目 1 0 番 1 号

氏 名

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社

2. 変更年月日

2 0 0 0 年 5 月 1 9 日

[変更理由]

名称変更

住所変更

住 所

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号

氏 名

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ